

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2003年 5月21日

出 願 番 号

Application Number:

特願2003-143777

[ST.10/C]:

[JP2003-143777]

出 願 人

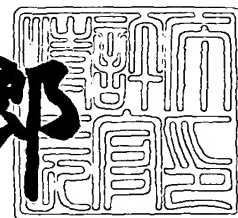
Applicant(s):

株式会社デンソー

2003年 6月13日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田 信一郎



出証番号 出証特2003-3046419

【書類名】 特許願

【整理番号】 PNID4327

【提出日】 平成15年 5月21日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 27/14

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 高須 久志

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 高橋 充

【特許出願人】

 【識別番号】 000004260

 【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

 【識別番号】 100082500

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 足立 勉

 【電話番号】 052-231-7835

【先の出願に基づく優先権主張】

 【出願番号】 特願2002-225063

 【出願日】 平成14年 8月 1日

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 007102

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9004766

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 復調方法及び復調器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 F S K 変調された被変調信号を復調する復調方法であって、
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット
対応区間毎に前記被変調信号の波数をカウントし、

そのカウント結果に基づいて前記デジタル信号の信号レベルを判定することを
特徴とする復調方法。

【請求項 2】 請求項 1 記載の復調方法において、

前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅を
ビット時間幅とし、該ビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、
且つ、該ビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウント区間のそれぞれ
について、前記被変調信号の波数をカウントし、

そのカウント結果に基づいて前記開始タイミングのいずれかを、前記デジタル
信号のビット境界に対応した同期タイミングとして特定し、該同期タイミングに
より区分けされる前記ビット時間幅毎の区間を前記ビット対応区間とすることを
特徴とする復調方法。

【請求項 3】 F S K 変調された被変調信号を復調する復調方法であって、
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅よ
り短く設定された分割区間毎に前記被変調信号の波数をカウントし、

そのカウント結果に基づいて前記デジタル信号の信号レベルを判定することを
特徴とする復調方法。

【請求項 4】 F S K 変調された被変調信号を復調する復調器であって、

前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット
対応区間毎に前記被変調信号の波数をカウントするカウント手段と、

該カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記デジタル信号の信号レベル
を判定するレベル判定手段と、

を備えることを特徴とする復調器。

【請求項 5】 前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビット境

界に対応した同期タイミングを特定する同期タイミング特定手段を備え、

前記カウント手段は、前記同期タイミング特定手段により特定された同期タイミングにて区分けされる区間を、前記ビット対応区間とすることを特徴とする請求項 4 記載の復調器。

【請求項 6】 前記同期タイミング特定手段は、

前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、該ビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、該ビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウンthouse間のそれぞれについて、前記被変調信号の波数を検出する波数検出手段と、

該波数検出手段での検出結果に基づき、前記信号レベル判定手段での判定が容易となるような検出値が得られる前記カウンthouse間の開始タイミングを、前記同期タイミングとして選択する選択手段と、

からなることを特徴とする請求項 5 記載の復調器。

【請求項 7】 前記波数検出手段は、

前記カウンthouse間内での前記被変調信号の波数をカウントするカウンthouseと、

該カウンthouseを、前記開始タイミングのいずれかに順次切り替えて動作させるタイミング切替制御手段と、

からなることを特徴とする請求項 6 記載の復調器。

【請求項 8】 前記選択手段が選択した同期タイミングにて動作するように前記カウンthouseを設定するタイミング設定手段を備え、

該タイミング設定手段による設定が行われたカウンthouseを、前記カウント手段として用いることを特徴とする請求項 7 記載の復調器。

【請求項 9】 前記波数検出手段は、

前記カウンthouse間内での前記被変調信号の波数をカウントし、それぞれが互いに異なった開始タイミングで動作する複数のカウンthouseからなることを特徴とする請求項 6 記載の復調器。

【請求項 10】 前記選択手段が選択した同期タイミングにて動作する前記カウンthouseを、前記カウント手段として用いることを特徴とする請求項 9 記載の復調器。

【請求項 1 1】 前記波数検出手段は、

前記ビット時間幅を前記開始タイミングの種類数で分割してなる分割区間毎に前記被変調信号の波数をカウントしてなるカウント値を出力するカウンタと、

該カウンタが出力するカウント値に基づき、前記開始タイミングの異なるカウント区間のそれぞれについて、前記被変調信号の波数を算出する波数算出手段と

からなることを特徴とする請求項 6 記載の復調器。

【請求項 1 2】 前記選択手段が選択した同期タイミングに対応する前記波数算出手段での算出結果を、前記カウント手段のカウント値として用いることを特徴とする請求項 1 1 記載の復調器。

【請求項 1 3】 前記カウンタを、カウント対象区間の開始毎にリセットし、前記カウント対象区間の終了時における前記カウンタのカウント値を、そのまま前記カウント対象区間内での前記被変調信号の波数として用いることを特徴とする請求項 7 ～ 1 2 いずれかに記載の復調器。

【請求項 1 4】 前記カウンタを、フリーラン動作させ、カウント対象区間の開始時及び終了時における前記カウンタのカウント値から、該カウント対象区間内での前記被変調信号の波数を得ることを特徴とする請求項 7 ～ 1 2 いずれかに記載の復調器。

【請求項 1 5】 前記選択手段は、開始タイミングの異なるカウント区間毎に前記デジタル信号の各信号レベルのそれぞれについて、該信号レベルに対応すると推定されるカウント値の平均値を求め、

前記信号レベル間で前記平均値の差を判定値とし、該判定値が最大となるカウント区間の開始タイミングを選択することを特徴とする請求項 6 ～ 1 4 いずれかに記載の復調器。

【請求項 1 6】 前記選択手段は、前記平均値の差の算出に用いたデータ数を、前記平均値の差に乗じた値を判定値とすることを特徴とする請求項 1 5 記載の復調器。

【請求項 1 7】 前記選択手段は、前記デジタル信号の各信号レベルの中間レベルに対応するカウント値の発生度数を求め、該発生度数が予め設定された規定

値を超える開始タイミングを、選択対象から除外することを特徴とする請求項6～16いずれか記載の復調器。

【請求項18】 前記カウント区間の開始タイミングの時間差が、前記ビット対応区間の二分の一未満の長さに設定されていることを特徴とする請求項4～17いずれか記載の復調器。

【請求項19】 前記カウント区間の開始タイミングの種類が、2の累乗個に設定されていることを特徴とする請求項4～18いずれか記載の復調器。

【請求項20】 前記カウント区間の長さが、前記ビット対応区間の時間幅に等しく設定されていることを特徴とする請求項4～19いずれか記載の復調器。

【請求項21】 FSK変調された被変調信号を復調する復調器であって、
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、該ビット時間幅より短く設定された分割区間毎に前記被変調信号の波数をカウントするカウント手段と、

該カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記分割区間毎に信号レベルを判定するレベル判定手段と、

を備え、前記レベル判定手段にて判定された信号レベルに基づいて、復調されたデジタル信号を得ることを特徴とする復調器。

【請求項22】 当該復調器により復調されるデジタル信号は二値信号からなり、

前記レベル判定手段は、前記被変調信号の中心周波数に対応する波数を判定しきい値として用いることを特徴とする請求項4～21いずれか記載の復調器。

【請求項23】 前記カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記判定しきい値を設定するしきい値設定手段を備えることを特徴とする請求項22記載の復調器。

【請求項24】 前記しきい値設定手段は、前記判定しきい値として、前記カウント手段でのカウント結果から、該カウント結果の最大値と最小値との中間値を求めることを特徴とする請求項23記載の復調器。

【請求項25】 前記しきい値設定手段は、前記判定しきい値として、前記カウント手段でのカウント結果から、該カウント結果の平均値を求めることを特徴

とする請求項 2 3 記載の復調器。

【請求項 2 6】 前記しきい値設定手段は、前記カウント手段でのカウント結果から得られたカウント値の分布に二つのピークが存在する場合には、前記判定しきい値として、両ピークの間値を求めることを特徴とする請求項 2 3 記載の復調器。

【請求項 2 7】 前記カウント手段は、前記カウント区間内でカウントされる最大値と最小値との差を識別可能なビット幅を有することを特徴とする請求項 4 ～ 2 6 いずれか記載の復調器。

【請求項 2 8】 周囲の電波環境を推定する電波環境推定手段と、
該電波環境推定手段により、電波環境が悪いと判定された時には、当該復調器の動作を停止させる停止手段と、
を備えることを特徴とする請求項 4 ～ 2 7 いずれか記載の復調器。

【請求項 2 9】 前記電波環境推定手段は、前記カウント手段でのカウント結果のばらつきが、予め設定された上限値を超える場合に、電波環境が悪いものと判定することを特徴とする請求項 2 8 記載の復調器。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、F S K (Frequency Shift Keying) 変調された信号を復調する復調方法及び復調器に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

従来より、デジタル信号を無線伝送する際に使用される変調方式の一つとして、搬送波の周波数を変調し、デジタル信号の各信号レベルにそれぞれ異なった周波数を対応させる F S K 変調が知られている。

【 0 0 0 3 】

図 1 5 は、F S K 変調された被変調信号を復調する復調器を搭載した F S K 受信機の一般的な構成を示すブロック図である。

図 1 5 に示すように、F S K 受信機 1 0 2 は、図示しない送信機からの送信電

波を捕捉するアンテナ 1 0 4 と、アンテナ 1 0 4 から供給される受信信号から所望周波数帯の信号成分を抽出するバンドパスフィルタ (R F - B P F) 1 0 6 と、R F - B P F 1 0 6 の出力を増幅する R F 増幅器 1 0 8 と、R F 増幅器 1 0 8 の出力を局部発信器 1 1 0 が生成するローカル信号と混合して中間周波 (I F) 信号に変換するミキサ 1 1 2 と、ミキサ 1 1 2 の出力から不要な信号成分を除去するバンドパスフィルタ (I F - B P F) 1 1 4 と、I F - B P F 1 1 4 の出力を増幅する I F 増幅器 1 1 6 とを備えており、この I F 増幅器 1 1 6 の出力が復調器 1 2 0 に供給されるように構成されている。

【 0 0 0 4 】

ここで、図 1 6 (a) は、代表的な復調方式の一つであるクォドラチャ復調を行う復調器の構成を示すブロック図である。

図 1 6 (a) に示すように、クォドラチャ復調器は、復調すべき被変調信号 (ここでは I F 信号) と、この被変調信号に位相器 1 2 2 を通過させることで位相を変化させた信号とを、乗算器 1 2 4 にて混合し、その出力をローパスフィルタ (L P F) 1 2 6 にて平滑化したものを、比較器 1 2 8 にて信号レベルを判定して 2 値化することで、復調されたデジタル信号を得るようにされている。

【 0 0 0 5 】

なお、位相器 1 2 2 は、F S K 変調された被変調信号の中心周波数を f_0 、入力信号の周波数を f として、 $f = f_0$ であれば $90^\circ (= \pi / 2 \text{ [rad]})$ の位相回転を生じさせ、また、 $f < f_0$ であれば 90° より小さな位相回転を生じさせ、逆に、 $f > f_0$ であれば 90° より大きな位相回転を生じさせるように構成されている。

【 0 0 0 6 】

従って、乗算器の出力は、 $f = f_0$ (位相回転量: $\pi / 2$) であれば (2 1) 式、 $f < f_0$ (位相回転量: $\pi / 2 - \alpha$) であれば (2 2) 式、 $f > f_0$ (位相回転量: $\pi / 2 + \alpha$) であれば (2 3) 式にて表されることになる。但し、 $0 < \alpha < \pi / 2$ とする。

【 0 0 0 7 】

$$\sin(\theta) \times \sin(\theta + \pi/2) = \{\sin(2\theta)\} / 2 \quad (21)$$

$$\sin(\theta) \times \sin(\theta + \pi/2 - \alpha) = \{\sin(2\theta - \alpha) + \sin(\alpha)\} / 2 \quad (22)$$

$$\sin(\theta) \times \sin(\theta + \pi/2 + \alpha) = \{\sin(2\theta + \alpha) - \sin(\alpha)\} / 2 \quad (23)$$

つまり、乗算器の出力を平滑化すると、(22) (23) 式の右辺の第2項に示された直流成分 $\pm \sin(\alpha)$ が抽出され、 $f < f_0$ であればプラス、 $f > f_0$ であればマイナスとなる。従って、この抽出された信号を比較器で判定することにより、送信されたデジタル信号が復元されるのである。

【0008】

また、クオドラチャ復調とは別のFSK復調器として、図16(b)に示すように、ワンショット・マルチバイブレータを用いたデジタル型のFSK復調器も知られている。

このFSK復調器では、ワンショット・マルチバイブレータ134が、 $f = f_0$ であればデューティ50%、 $f < f_0$ であればデューティ50%未満、 $f > f_0$ であればデューティ50%より大となるパルスを出力するように構成されている。従って、このワンショット・マルチバイブレータ134の出力をLPF136で平滑化し、このLPFの出力を、比較器138にて、デューティ50%の出力に相当する信号レベルを有したしきい値と大小比較することにより、送信されたデジタル信号が復元される。

【0009】

しかし、前出のクオドラチャ復調器では位相器122，乗算器124，LPF126が用いられ、また、後出のワンショット・マルチバイブレータを用いたFSK復調器でもLPF136が用いられている。つまり、いずれの復調器もLSIへの内蔵が困難なコイルやコンデンサ等からなるアナログ回路を用いて構成されているため、小型化が困難であり、大幅なコストの削減を期待できないという問題があった。

【0010】

これに対して、復調器への入力信号より周波数の高いシステムクロックを用いてカウンタを動作させ、所定のタイミングでカウント値を取り込み、その取り込んだカウント値から入力信号の位相、ひいては入力信号の周波数を特定するように構成された復調器が知られている（例えば、特許文献1参照。）。

【 0 0 1 1 】

この復調器では、カウンタ、レジスタ、論理回路によりアナログ回路を用いることなく構成できるため、L S I への内蔵が可能であり小型化、低コスト化を実現できる。

【 0 0 1 2 】

【特許文献 1】

特開平 1 0 - 1 7 3 7 1 5 号公報（ 図 1，図 2）

【 0 0 1 3 】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、この復調器では、入力信号より周波数の高い高速なシステムクロックが必要なため、受信信号をそのまま復調器に入力することができず、必然的に、図 1 5 に示すように、受信信号を I F 信号に変換するための構成（局部発信器、ミキサ、I F - B P F、I F 増幅器等）が必要となる。

【 0 0 1 4 】

即ち、復調器が適用される F S K 受信機全体でみた場合、復調器の部分はアナログ回路を用いることなく構成できても、その前段の I F 信号に変換する部分にアナログ回路（コイル、コンデンサ、S A W 素子など）が必要となるため、大幅な小型化やコストの削減を図ることができないという問題があった。

【 0 0 1 5 】

本発明は、上記問題点を解決するために、アナログ回路を必要とせず、F S K 受信機の構成を簡略化可能な復調方法及び復調器を提供することを目的とする。

【 0 0 1 6 】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するための発明である請求項 1 記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット対応区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいてデジタル信号の信号レベルを判定する。

【 0 0 1 7 】

このように、本発明の復調方法によれば、被変調信号をクロックとしてカウ

トを行うことで取得した変調信号の波数のカウント値に基づいて、デジタル信号の信号レベルを判定するようにされているため、アナログ回路による処理を必要とすることなく被変調信号をデジタル信号に復調することができる。

【 0 0 1 8 】

また、本発明の復調方法によれば、被変調信号より周波数の高い信号を使用する必要がないため、受信信号（R F 信号）を中間周波信号（I F 信号）に変換することなく、そのまま復調することができる。その結果、R F 信号を I F 信号に変換するための構成を省略でき、当該復調方法を適用した F S K 受信機の構成を大幅に簡略化できる。

【 0 0 1 9 】

次に請求項 2 記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、このビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、そのビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウント区間のそれぞれについて被変調信号の波数をカウントする。そして、そのカウント結果に基づいて開始タイミングのいずれかを、デジタル信号のビット境界に対応した同期タイミングとして特定し、その同期タイミングにより区分けされるビット時間幅毎の区間をビット対応区間としている。

【 0 0 2 0 】

このように、本発明の復調方法によれば、復調されるべきデジタル信号の各ビットに、ビット対応区間を正しく対応させることができるため、精度よく復調を行うことができるだけでなく、このような処理を、各カウント区間でのカウント値に基づいて行っているため、アナログ回路を用いることなく実現することができる。

【 0 0 2 1 】

また、請求項 3 記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅より短く設定された分割区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいてデジタル信号の信号レベルを判定する。

【 0 0 2 2 】

この場合、例えば、分割区間を、復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅（ビット時間幅）の $1/M$ に設定した時には、同一レベルが連続するM個分の分割区間を1ビットと見なせばよいため、別途、同期タイミングを特定することなく、デジタル信号を復調することができる。

【 0 0 2 3 】

次に請求項4記載の復調器では、カウント手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット対応区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいて、レベル判定手段が、デジタル信号の信号レベルを判定する。

【 0 0 2 4 】

つまり、本発明の復調器は、請求項1記載の復調方法を実現する装置であり、従って、請求項1記載の復調方法を実行した場合と同様の効果を得ることができる。

また、本発明の復調器は、アナログ回路を用いることなく構成可能なため、LSIに内蔵することができ、当該復調器を小型化できる。しかも、本発明の復調器を用いてFSK受信機を構成した場合には、受信信号をそのまま被変調信号として用いることが可能なため、受信信号をIF信号に変換するための構成を省略できる。従って、FSK受信機の構成を大幅に簡略化でき、また大幅な小型化及び低コスト化を図ることができる。

【 0 0 2 5 】

次に請求項5記載の復調器では、同期タイミング特定手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビット境界に対応した同期タイミングを特定し、カウント手段は、この同期タイミング特定手段により特定された同期タイミングにて区分けされる区間をビット対応区間とする。

【 0 0 2 6 】

なお、同期タイミング特定手段は、例えば、請求項6記載のように、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、このビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、そのビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウント区間のそれぞれについて、

波数検出手段が、被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づき、選択手段が、信号レベル判定手段での判定が容易となるようなカウント値が得られるカウント区間の開始タイミングを、同期タイミングとして選択するように構成すればよい。

【 0 0 2 7 】

このうち、波数検出手段は、例えば、請求項 7 記載のように、開始タイミングの設定を任意に切替可能な単一のカウンタを用いて、カウント区間内での被変調信号の波数をカウントし、タイミング切替制御手段が、カウンタの動作タイミングを開始タイミングのいずれかに順次切り替えるように構成してもよいし、請求項 9 記載のように、それぞれが互いに異なった開始タイミングで動作する複数のカウンタを用いて、各カウント区間内での被変調信号の波数をカウントするように構成してもよい。

【 0 0 2 8 】

また、波数検出手段は、請求項 1 1 記載のように、単一又は複数のカウンタを用いて、ビット時間幅を開始タイミングの種類数で分割してなる分割区間毎に被変調信号の波数をカウントし、波数算出手段が、カウンタが出力するカウント値に基づき、開始タイミングの異なるカウント区間のそれぞれについて、被変調信号の波数を算出するように構成してもよい。

【 0 0 2 9 】

そして、波数検出手段がカウント区間内での被変調信号の波数をカウントする単一のカウンタからなる場合（即ち請求項 7 の場合）には、請求項 8 記載のように、選択手段が選択した同期タイミングにて動作するように前記カウンタを設定するタイミング設定手段を備え、このタイミング設定手段による設定が行われたカウンタを、カウント手段として用いるようにすればよい。

【 0 0 3 0 】

また、波数検出手段がカウント区間内での被変調信号の波数をカウントする複数のカウンタからなる場合（即ち請求項 9 の場合）には、請求項 1 0 記載のように、その複数のカウンタの中から、選択手段が選択した同期タイミングにて動作するカウンタを、カウント手段として用いるようにすればよい。

【 0 0 3 1 】

更に、波数検出手段が分割区間毎に被変調信号の波数をカウントする単一又は複数のカウンタからなる場合（即ち請求項 1 1 の場合）には、請求項 1 2 記載のように、選択手段が選択した同期タイミングに対応する波数算出手段での算出結果を、カウント手段のカウント値として用いるようにすればよい。

【 0 0 3 2 】

ところで、波数検出手段を構成するカウンタは、請求項 1 3 記載のように、カウント対象区間（カウント区間又は分割区間）の開始毎にリセットするように設定してもよく、この場合、カウント対象区間の終了時におけるカウンタのカウント値を、そのままカウント対象区間内での被変調信号の波数として用いればよい。

【 0 0 3 3 】

また、波数検出手段を構成するカウンタは、請求項 1 4 記載のように、フリーラン動作するように設定してもよく、この場合、カウント対象区間の開始時及び終了時におけるカウンタのカウント値から、そのカウント対象区間内での被変調信号の波数を得ればよい。なお、カウント対象区間が間をおくことなく連続している場合には、現在のカウント対象区間の終了時におけるカウント値、及び一つ前のカウント対象区間の終了時におけるカウント値から、現在のカウント対象区間内での被変調信号の波数を得るようにしてもよい。

【 0 0 3 4 】

更に、カウンタが分割区間毎に波数をカウントする請求項 1 1 記載の構成に、請求項 1 3 記載の構成を適用した場合、波数算出手段は、カウント区間を構成する各分割区間のカウント値を加算することで、そのカウント区間での被変調信号の波数を求めるように構成すればよい。

【 0 0 3 5 】

また、請求項 1 1 記載の構成に、請求項 1 4 記載の構成を適用した場合、波数算出手段は、カウント区間の末尾に位置する分割区間にて得られたカウント値から、同じ開始タイミングを有する前回のカウント区間の末尾に位置する分割区間にて得られたカウント値を減算することで、そのカウント区間での被変調信号の

波数を求めるように構成すればよい。但し、この場合、カウンタのオーバーフローにより今回のカウント値が前回のカウント値より小さくなるときがあるため、このようなときには、今回のカウント値に 2^k (k はカウンタのビット幅) を加算する必要がある。

【0036】

一方、選択手段は、例えば請求項 15 記載のように、開始タイミングの異なるカウント区間毎に、デジタル信号の各信号レベルのそれぞれについて、その信号レベルに対応すると推定されるカウント値の平均値を求め、信号レベル間で平均値の差が最大となるカウント区間の開始タイミングを選択するように構成すればよい。

【0037】

例えば、復調すべきデジタル信号が 2 値信号である場合を考えると、カウント手段から得られるカウント値の分布は、開始タイミングがビット境界と一致しているカウント区間については、図 13 (a) に示すように、各信号レベルに割り当てた周波数 $F_0 \pm F_1$ に対応する波数 (カウント値) 付近にそれぞれピークを有した形状となる。但し、信号レベルの出現比率に偏りがある場合には、図 13 (b) に示すように、これらのピークは異なった大きさとなる。

【0038】

また、開始タイミングがビット境界の中間にあるカウント区間については、図 13 (d) に示すように、二つのピークが重なった分布となり、図 13 (a) と図 13 (d) の中間では、図 13 (c) のような分布となる。

これらカウント値の分布からわかるように、中心周波数 F_0 に対応する波数より大きいかな否かにより、いずれの信号レベルに対応するかを推定して、上述の判定値の差による判定を行えば、開始タイミングがビット境界に近いカウント区間が選択されるのである。

【0039】

但し、上述のように、判定値として平均値の差を用いると、中心値 F_0 に対応するカウント結果が判定値に反映されないことから、図 13 (d) のケースでも、ノイズのみから平均値が計算され、結果として平均値の差が、図 13 (c) の

ケースより大きくなることもある。

【0040】

このため、単に平均値の差を判定値とするよりも、請求項16記載のように、その平均値の差の算出に用いたデータ数を、その平均値の差に乗じた値を判定値とすることが望ましい。

また、判定値を求める前に、例えば請求項17記載のように、デジタル信号の各信号レベルの中間レベル（被変調信号の中心周波数）に対応するカウント値の発生度数を求め、その発生度数が予め設定された規定値を超える開始タイミングを、選択対象から除外するように構成してもよい。

【0041】

ここで、被変調信号の中心周波数を F_0 とし、この中心周波数 F_0 から $\pm F_1$ だけ離れた周波数がデジタル信号の各信号レベルに対応し、更に、カウント区間を復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅（ビット時間幅） T と一致しているものとする。この前提で、図14に示すように、カウント区間の開始タイミングが、ビット境界から時間 x （ $< T/2$ ）だけ進んでいる場合を考える。

【0042】

この開始タイミングで、周波数 $F_0 + F_1$ の被変調信号が主として含まれるカウント区間でカウント値 W_{n+} は（1）式、周波数 $F_0 - F_1$ の被変調信号が主として含まれるカウント区間でのカウント値 W_{n-} は（2）式にて表される。但し、1ビット毎に信号レベルが反転しているものとする。

【0043】

$$\begin{aligned} W_{n+} &= (F_0 + F_1) \cdot (T - x) + (F_0 - F_1) \cdot x \\ &= (F_0 + F_1) \cdot T - 2 \cdot F_1 \cdot x \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} W_{n-} &= (F_0 - F_1) \cdot (T - x) + (F_0 + F_1) \cdot x \\ &= (F_0 - F_1) \cdot T + 2 \cdot F_1 \cdot x \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、開始タイミングがビット境界と一致（ $x = 0$ ）している時の波数は、 $W_{n+} = (F_0 + F_1) \cdot T$ 個、 $W_{n-} = (F_0 - F_1) \cdot T$ 個なので、同期ずれが原因で生じた波数の誤差は、いずれの場合も $2 \cdot F_1 \cdot x$ 個である。

【 0 0 4 4 】

つまり、開始タイミングとビット境界とのずれが、 $2 \cdot F_1 \cdot x < 1$ であれば、同期（開始タイミングとビット境界とが一致）したとみなすことができる。即ち、同期の分解能は $x < 1 / (2 \cdot F_1)$ である。

また、(3) 式に示すように、カウント値 W_{n+} が中心周波数 F_0 に対する波数 $F_0 \cdot T$ より大きく、また、カウント値 W_{n-} が中心周波数 F_0 に対する波数 $F_0 \cdot T$ より小さければ、信号レベルを正しく判定できる。なお、(4) 式は (3) 式を整理することで得られる。

【 0 0 4 5 】

$$W_{n-} < F_0 \cdot T < W_{n+} \quad (3)$$

$$x < T \cdot 2 \quad (4)$$

つまり、請求項 18 記載のように、カウント区間の開始タイミングの時間差は、ビット対応区間の二分の一未満の長さに設定されていればよく、換言すれば、ビット対応期間内に 3 個以上のタイミングが用意されていればよい。但し、実際の回路では、開始タイミングを生成する回路を簡易な構成とするため、請求項 19 記載のように、カウント区間の開始タイミングの種類は、2 の累乗個に設定されていることが望ましい。

【 0 0 4 6 】

また、カウント区間の長さは、請求項 20 記載のように、ビット対応区間の時間幅以下であればよいが、信頼性の面からは長いほど良く、ビット対応区間の時間幅に等しく設定されていることが望ましい。

なお、ビット時間幅の M 分の 1 の長さの分割区間毎にカウント値を取得し、連続する M 個の分割区間を一つのカウント区間とし、 M 個の分割区間のカウント値の合計値を、そのカウント区間のカウント値とするように構成してもよい。この場合、カウンタの数を増やすことなく、開始タイミングの種類を簡単に増やすことができる。

【 0 0 4 7 】

次に、請求項 21 記載の復調器では、カウント手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅より短く設定された分割区間毎

に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいて、レベル判定手段が、分割区間毎に信号レベルを判定し、その判定された信号レベルに基づいて、復調されたデジタル信号を得る。

【 0 0 4 8 】

つまり、本発明の復調器は、請求項 3 記載の復調方法を実現するものであり、従って、請求項 3 記載の復調方法を実施した場合と同様の効果を得ることができる。

ところで、当該復調器により復調されるデジタル信号が二値信号である場合には、請求項 2 2 記載のように、レベル判定手段は、被変調信号の中心周波数に対応する波数を判定しきい値として用いるように構成すればよい。

【 0 0 4 9 】

なお、判定しきい値は予め設定された固定値を用いてもよいが、請求項 2 3 記載のように、しきい値設定手段が、カウント手段でのカウント結果に基づいて、判定しきい値を設定するように構成してもよい。

この場合、しきい値設定手段は、例えば請求項 2 4 記載のように、判定しきい値として、カウント手段でのカウント結果から、そのカウント結果の最大値と最小値との中間値を求めてもよいし、請求項 2 5 記載のように、判定しきい値として、カウント手段でのカウント結果から、そのカウント結果の平均値を求めてもよい。また、しきい値設定手段は、請求項 2 6 記載のように、カウント手段でのカウント結果から得られたカウント値の分布に二つのピークが存在する場合には、判定しきい値として、両ピークの中間値を求めてもよい。

【 0 0 5 0 】

ところで、F S K 変調に使用する搬送波の中心周波数と比較して、各信号レベルに割り当てられる周波数の周波数差が小さい場合、各信号レベルに対応する両カウント区間でのカウント値の差は、これらの全カウント値と比較して非常に小さなものとなる。

【 0 0 5 1 】

具体的には、被変調信号に使用する周波数を $F 0 \pm F 1$ として、 $F 0 = 5 0 0$ M H z、 $F 1 = 3 0$ k H z、カウント区間を 1 m s とすると、カウント区間中に

カウントされる波数（全カウント値）は、被変調信号の周波数が $F_0 + F_1$ の時には 5 0 0 0 3 0 個であり、周波数が $F_0 - F_1$ の時には 4 9 9 9 7 0 個であるのに対して、両カウント値の差は 6 0 である。

【 0 0 5 2 】

つまり、これだけの波数をカウントするには、単純には 1 9 ビットものカウンタが必要となる。しかし、これらのカウント値は、中心周波数 F_0 に対する波数のカウント値（5 0 0 0 0 0 個）に対して、どれだけ大きいのか、又は小さいかが情報として重要であるため、この相対的な値を得ることができれば充分である。

【 0 0 5 3 】

そこで、請求項 2 7 記載のように、カウント手段は、カウント区間内でカウントされる最大値と最小値との差を識別可能なビット幅を有するように構成することが望ましい。

なお、請求項 2 4 ～ 2 7 では、カウント手段の代わりに波数検出手段を用いてもよい。

【 0 0 5 4 】

次に、請求項 2 8 記載の復調器では、電波環境推定手段が、周囲の電波環境を推定し、この電波環境推定手段により電波環境が悪いと判定された時には、停止手段が、当該復調器の動作を停止させる。

従って、本発明の復調器では、受信を行ってもその受信信号からデジタル信号への復調を正しく行うことができない状態の時に、受信動作が行われることによって、無駄に電力が消費されてしまうことを防止できる。

【 0 0 5 5 】

なお、電波環境推定手段は、例えば、請求項 2 9 記載のように、カウント手段でのカウント結果のばらつきが、予め設定された上限値を超える場合に、電波環境が悪いものと判定するように構成すればよい。

【 0 0 5 6 】

【発明の実施の形態】

以下に本発明の実施形態を図面と共に説明する。

〔第 1 実施形態〕

図 1 は、(a) が本実施形態の復調器の構成を示すブロック図、(b) がその復調器を用いて構成され、キーレスエントリースシステムの車載器に組み込まれる FSK 受信機の構成を示すブロック図である。

【 0 0 5 7 】

図 1 (b) に示すように、FSK 受信機 2 は、図示しない送信機からの送信電波を補足するアンテナ 4 と、アンテナ 4 から供給される受信信号から所望周波数帯の信号成分を抽出するバンドパスフィルタ (RF-BPF) 6 と、RF-BPF 6 の出力を増幅する RF 増幅器 8 と、RF 増幅器 8 の出力をデジタル信号に復調する復調器 10 とからなる。

【 0 0 5 8 】

なお、一般に、アンテナ 4 や RF 増幅器 8 は、捕捉できる電波や増幅できる信号の周波数帯域が制限されるので、これらの制限により不要な信号成分を十分に除去できる場合には、RF-BPF 6 を省略してもよい。

また、受信信号 (被変調信号) は、「0」「1」の 2 値信号からなるデジタル信号にて FSK 変調されており、デジタル信号の信号レベル「0」には周波数 $F_0 + F_1$ 、信号レベル「1」には周波数 $F_0 - F_1$ が割り当てられているものとする。

【 0 0 5 9 】

次に、本実施形態の復調器 10 は、図 1 (a) に示すように、当該復調器 10 への入力信号、即ち FSK 変調された被変調信号の波数をカウントするカウント手段及び波数検出手段としてのカウント部 12 を備えている。このカウント部 12 は、入力信号 (被変調信号) に従って動作するパラレル接続された四つのカウンタ C1~C4 と、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅 (以下「ビット時間幅」という) T を周期とするタイミング信号 S1 を生成するタイミング生成回路 TM と、タイミング信号 S1 を $T/4$ だけ遅延させたタイミング信号 S2 を生成する遅延器 D1 と、タイミング信号 S2 を $T/4$ だけ遅延させたタイミング信号 S3 を生成する遅延器 D2 と、タイミング信号 S3 を $T/4$ だけ遅延させたタイミング信号 S4 を生成する遅延器 D3 とを備えている。

【0060】

そして、各カウンタ C_i ($i = 1 \sim 4$) は、それぞれタイミング信号 S_i によりビット時間幅 T 毎にリセットされるように構成されている。つまり、各カウンタ $C_1 \sim C_4$ は、図2に示すように、 $T/4$ ずつ異なったタイミングで動作し、いずれもビット時間幅 T を周期として、そのビット時間幅 T の間に被変調信号の波数をカウントしたカウント値を出力する。

【0061】

また、復調器10は、カウンタ $C_1 \sim C_4$ のリセット直前のカウント値を取り込み、その取り込んだカウント値に基づいて、復調されるべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミング信号 S_i を特定する同期タイミング設定部14と、同期タイミング設定部14にて特定されたタイミング信号 S_i にて動作するカウンタ C_i からのカウント値を、予め設定された判定しきい値と比較し、判定しきい値よりカウント値が大きければ信号レベル「0」、カウント値が小さければ信号レベル「1」と判定して、デジタル信号を生成するレベル判定手段としての符号判定部16とを備えている。

【0062】

なお、同期タイミング設定部14は、各カウンタ C_i 毎に、判定しきい値より大きなカウント値についての平均値 AV_0 と、判定しきい値より小さなカウント値についての平均値 AV_1 とをそれぞれ求め、これら両平均値の差を判定値 DAV ($= AV_0 - AV_1$) とし、この判定値 DAV が最大となるカウンタ C_i からのカウント値を符号判定部16に順次供給するように構成されている。つまり、このカウンタ C_i に供給されるタイミング信号 S_i を、ビット境界に同期したものとして特定する。

【0063】

このように構成された本実施形態の復調器10では、カウンタ部12を構成する四つのカウンタ $C_1 \sim C_4$ が、 $1/4$ ビット時間幅 $T/4$ ずつ異なるタイミングで、それぞれビット時間幅 T 毎に被変調信号の波数をカウントし、同期タイミング設定部14が、そのカウント値に基づいて、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミング信号 S_i を特定する。そして、その特定されたタイ

ミング信号 S_i で動作するカウンタ C_i からのカウント値を、判定しきい値と大
小比較し信号レベルを判定することでデジタル信号を復元する。

【 0 0 6 4 】

ここで、図 2 に示すタイミング図を用いて、本実施形態の復調器 1 0 の動作を
具体的に説明する。但し、 $(F_0 + F_1) \cdot T = 12$ 、 $(F_0 - F_1) \cdot T = 6$
であり、符号判定部 1 6 で使用される判定しきい値は、中心周波数 F_0 に対する
波数 $F_0 \cdot T$ に等しい「9」に設定されているものとする。また、ここでは、理
解を容易にするために、タイミング信号 S_1 が、ビット境界と正確に一致してい
るものとし、また、ノイズの発生はないものとして説明する。

【 0 0 6 5 】

図 2 に示すように、復調すべきデジタル信号の信号レベルが各ビット毎に反転
している場合には、各カウンタ $C_1 \sim C_4$ からは、ビット時間幅 T を有するカウ
ント区間毎に、上述の (1) (2) 式にて求められるようなカウント値が得られ
、具体的にカウンタ C_1 ではカウント値「12」及び「6」、カウンタ C_2 では
カウント値「11」及び「7」、カウンタ C_4 ではカウント値「8」及び「10」
が交互に得られ、カウンタ C_3 ではカウント値「9」のみが得られる。

【 0 0 6 6 】

図示しないが、ビット境界で信号レベルが反転しない場合、カウンタ $C_2 \sim C_4$
において、信号レベル「0」が連続するビット境界を跨いだカウント区間では
カウント値「12」、信号レベル「1」が連続するビット境界を跨いだカウント
区間ではカウント値「6」が得られる。

【 0 0 6 7 】

また、信号レベル「0」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値
は、カウンタ C_1 では「12」のみであるが、カウンタ C_2 、 C_4 では「12」
以外の値「11」や「10」が含まれる。また、信号レベル「1」に対応すると
推定されるカウント区間でのカウント値は、カウンタ C_1 では「6」のみである
が、カウンタ C_2 、 C_4 では「6」以外の値「7」や「8」が含まれる。なお、
カウンタ C_3 では、カウント値が常に「9」となるため、このような推定ができ
ない。

【 0 0 6 8 】

従って、信号レベル「0」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値の平均値 $AV0$ は、カウンタC1で最大($AV0 = 12$)となり、一方、信号レベル「1」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値の平均値 $AV1$ は、カウンタC1で最小($AV1 = 6$)となる。

【 0 0 6 9 】

つまり、両平均値の差からなる判定値 $DAV (= AV0 - AV1)$ は、ビット境界に一致したタイミング信号S1にて動作するカウンタC1で最大となるため、同期タイミング設定部14では、カウンタC1(タイミング信号S1)が選択され、そのカウント値が符号判定部16に供給される。

【 0 0 7 0 】

そして、符号判定部16では、予め設定された判定しきい値「9」により、同期タイミング設定部14が有効としたカウンタC1からのカウント値「12」「6」を、判定しきい値より大きなカウント値「12」は信号レベル「0」、判定しきい値より小さなカウント値「6」は信号レベル「1」と判定し、その判定した信号レベルによりデジタル信号を復元する。

【 0 0 7 1 】

この場合、カウンタC1からのカウント値と判定しきい値との差は「3」であり、ノイズなどの影響によるカウント値の変動が「±2」までの範囲であれば、被変調信号から元のデジタル信号に正しく復調することができる。

以上説明したように、本実施形態の復調器10は、互いに動作タイミングの異なるカウンタC1～C4にて変調信号の波数をカウントし、そのカウント値に従って、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングを特定したり、復調すべきデジタル信号の信号レベルを判定するようにされており、アナログ回路を用いることなく構成されている。

【 0 0 7 2 】

また、本実施形態の復調器10は、被変調信号より周波数の高い信号を使用する必要がないため、アンテナ4からの受信信号(RF信号)を中間周波信号(IF信号)に変換することなく、そのまま復調することができる。

従って、本実施形態の復調器 10 によれば、LSI に内蔵することが可能なため小型化できるだけでなく、この復調器 10 を用いた FSK 受信機 2 では、RF 信号を IF 信号に変換するための構成を省略できるため、FSK 受信機を大幅に小型化、低コスト化できる。

【0073】

また、本実施形態の復調器 10 を搭載する FSK 受信機 2 を用いれば、双方向通信を実現する場合でも、受信機側は局部発振器を設ける必要がなく、送信機側にのみ局部発振器を設ければよい。ため、半 2 重通信に用いる通信機と同程度の装置規模で全 2 重通信を実現することができる。

【0074】

ここで図 3 は、各カウンタ C1～C4 にてカウントされるカウント値の分布をシミュレーションにより求めた結果を示すグラフである。

但し、被変調信号の中心周波数 F_0 に対する周波数偏差 $\pm F_1$ を $F_1 = 15 \text{ kHz}$ 、復調すべきデジタル信号のビットレートを 10 kHz （ビット時間幅 $T = 100 \mu\text{s}$ ）、ノイズレベルを $S/N = 10 \text{ dB}$ とし、500 ビット分のデータを受信するものとした。また、図 3（c）に示すように、カウンタ C1～C4 は、それぞれ $T/4 (= 25 \mu\text{s})$ ずつずれたタイミングでカウントを行い、また、最も同期したタイミングと実際のビット境界との同期ずれを $7.5 \mu\text{s}$ とした。

【0075】

そして、図 3（a）が、最も同期したタイミングで動作するカウンタ C1 でのカウント値の分布であり、図 3（b）が、最も同期ずれしたタイミングで動作するカウンタ C3 でのカウント値の分布である。但し、横軸はカウント値と中心周波数に対する波数との差分を、縦軸はそのカウント値の度数を示す。

【0076】

この分布に基づいて、判定値 $DAV (= AV_0 - AV_1)$ を、それぞれ算出すると、図 3（a）の場合が $DAV = 2.81$ 、図 3（b）の場合が $DAV = 2.87$ となり、同期ずれしたタイミングの方が大きくなる。つまり、同期タイミング設定部 14 での同期判定を誤ってしまう場合がある。

【 0 0 7 7 】

そこで、判定値として平均値差 DAV を用いる代わりに、この平均値差 DAV に、この平均値差 DAV の算出に用いたデータ数 n を乗じた値を判定値 $Dx (= n \times DAV)$ とし、この判定値 Dx を用いて同期判定を行うように構成してもよい。この場合、図 3 (a) の場合が $Dx = 1383$ 、図 3 (b) の場合が $Dx = 917$ となるため、同期したタイミングを正しく特定することができる。

【 0 0 7 8 】

また、カウント値が中心周波数 F_0 に対する波数と等しくなる場合の度数が、予め設定された上限値以上である場合には、そのカウンタ（タイミング信号）を、判定値によらず、同期判定の対象から除外するようにしてもよい。

なお、カウンタ $C_1 \sim C_4$ は、カウント区間の波数を漏れなくカウントする大きさ、即ち $(F_0 + F_1) \cdot T + \alpha$ (α はノイズによる変動分) のものを用いてもよいが、カウント値の最大値と最小値との差分を識別する大きさ、即ち $2 \cdot F_1 \cdot T + \alpha$ 程度のものを用いてもよい。

[第 2 実施形態]

次に第 2 実施形態について説明する。

【 0 0 7 9 】

本実施形態では、カウント部 12 を構成する各部の動作、及び同期タイミング設定部 14 での処理内容が第 1 実施形態とは一部異なるだけであるため、この相異なる部分を中心に説明する。

即ち、本実施形態において、タイミング生成回路 TM は、 $1/2$ ビット時間幅 $T/2$ を周期とするタイミング信号 S_1 を生成し、各遅延器 D_j ($j = 1 \sim 3$) は、それぞれタイミング信号 S_j を $T/8$ だけ遅延させたタイミング信号 S_{j+1} を生成するように構成されている。

【 0 0 8 0 】

つまり、各カウンタ $C_1 \sim C_4$ は、図 4 に示すように、 $T/8$ ずつずれたタイミングで動作し、いずれも $T/2$ を周期として、その時間幅 $T/2$ の分割区間の間に被変調信号の波数をカウントしたカウント値を出力する。

そして、同期タイミング設定部 14 では、ビット時間幅 T 内で識別される 8 個

のタイミングのそれぞれについて、同一カウンタ C_i の連続する二つの分割区間でのカウント値の加算値を求める。つまり、4 個のカウンタから、 $T/8$ ずつタイミングのずれた 8 種類のカウンタ区間（区間長 T ）についてのカウント値が得られることになる。

【0081】

以下、第 1 実施形態の場合と同様に、各タイミング毎に、判定しきい値より大きな加算値の平均値 AV_0 と、判定しきい値より小さな加算値の平均値 AV_1 とをそれぞれ求め、これら両平均値の差を判定値 $DAV (= AV_0 - AV_1)$ とし、この判定値 DAV が最大となるタイミングを特定する。そして、その特定されたタイミングに対応するカウンタ C_i からのカウント値に基いて、特定されたタイミング毎に上記加算値を求める。すると、符号判定部 16 が、その加算値を判定しきい値と比較して信号レベルを求めることによりデジタル信号を復元する。

【0082】

以上説明したように、本実施形態の復調器 10 では、アナログ回路を用いることなく構成されているため、第 1 実施形態のものと同様の効果を得ることができる。

また、本実施形態では、カウント部 12 を構成するカウンタの数を増やすことなく、カウント区間を増やすことができ、その結果、装置規模を増大させることなく、ビット境界との同期精度、ひいては符号判定部 16 における信号レベル判定の信頼性を向上させることができる。

【0083】

なお、本実施形態では、ビット時間幅 T を 2 分割した分割区間を設けたが、ビット時間幅 T を 3 分割以上した分割区間を設けてもよい。

また、分割区間を多数設けた場合には、一つのカウンタと符号判定部 16 とだけで復調器を構成し、各分割区間毎の信号レベルの判定結果を、そのまま復調されたデジタル信号として出力するようにしてもよい。

〔第 3 実施形態〕

次に第 3 実施形態について説明する。

【0084】

本実施形態は、第 1 実施形態に、構成を一部追加したものであるため、第 1 実施形態と同じ構成部分については同一符号を付して説明を省略し、追加した構成を中心に説明する。

即ち、本実施形態の復調器 10 a は、図 5 に示すように、同期タイミング設定部 14 及び符号判定部 16 にて使用される判定しきい値の設定を行うしきい値設定部 18 と、カウンタ部 12 でのカウンタ結果から電波環境を推定し、その推定結果に従って各カウンタ C1～C4 の動作を制御する電波環境推定部 20 とを備えている。

【0085】

このうち、しきい値設定部 18 は、カウンタ C1 のカウンタ値の最大値及び最小値を監視し、その最大値と最小値とから求めた両値の中間値を判定しきい値として設定し、同期タイミング設定部 14 及び符号判定部 16 に供給するように構成されている。

【0086】

つまり、図 2 の場合を考えると、各カウンタ C1～C4 は、どのようなタイミングで動作していても、ノイズの無い環境では、そのカウンタ値の最大値は「12」、最小値は「6」となるため、しきい値設定部 18 が設定する判定しきい値は、中心周波数 F_0 に対する波数 $F_0 \cdot T$ に等しい「9」となる。

【0087】

一方、電波環境推定部 20 は、カウンタ C1 のカウンタ値の最大値及び最小値を監視し、その最大値と最小値とからカウンタ値の変動幅（両値の差）を求め、その求めた変動幅が予め設定された停止判定値以上である場合には、第 1 停止指令を出力してカウンタ C2～C4 を停止させ、また、電波環境の推定を行う必要がない状況にある場合には、第 2 停止指令を出力してカウンタ C1 も停止させるように構成されている。

【0088】

つまり、FSK 受信機 2 が受信する電波の電界強度が小さかったり、被変調信号の中心周波数 F_0 に近い周波数の妨害波が存在する場合、復調器に入力される受信信号（被変調信号）がその影響を受けることにより、カウンタ C1～C4 の

カウント値がばらつくため、このカウント値のばらつきから電波環境を推定できるのである。

【0089】

例えば、図2の場合を考えると、ノイズの無い環境では、カウント値の変動幅は6(=12-6)となるため、この変動幅が7以上であればノイズ等の影響を受けていることがわかる。実際の停止判定値は、ノイズによる変動の許容分だけ、ノイズの無い環境における変動幅より大きな値に設定すればよい。

【0090】

このように構成された本実施形態の復調器10aによれば、第1実施形態の復調器10と同様の効果が得られるだけでなく、装置の経年変化や送信側の発振器の誤差等に対応して、常に判定しきい値が最適な状態(判定しきい値)に設定されるため、復調処理の信頼性を向上させることができる。

【0091】

また、本実施形態の復調器10aでは、受信信号を正しく復調できない電波環境にあると推定されるときには、カウンタC1~C4の動作を停止させ、無駄な電力消費を抑えるようにされている。従って、当該装置を電池動作をさせる場合には、より小さな容量の電池でも動作させることができ、また同じ電池であればより長時間に渡って動作させることができる。

【0092】

なお、本実施形態では、しきい値設定部18及び電波環境推定部20を同時に用いているが、いずれか一方のみを用いてもよい。

また、本実施形態において、しきい値設定部18は、カウンタC1のカウント値に基づいて判定しきい値を設定するようにされているが、特に電波環境推定部20を設けない場合には、どのカウンタC1~C4のカウント値を用いて設定してもよいし、全てのカウンタC1~C4のカウント値の累積値や平均値等を用いて設定してもよい。

[第4実施形態]

次に第4実施形態について説明する。

【0093】

本実施形態は、第1実施形態に、構成を一部追加すると共に、カウント部12を構成するカウンタC1～C4の動作が一部異なるだけであるため、第1実施形態と同じ構成部分については同一符号を付して説明を省略し、第1実施形態とは相異なる部分を中心に説明する。

【0094】

即ち、本実施形態の復調器10dでは、図6に示すように、カウント部12と同期タイミング設定部14との間に、カウント部12を構成する各カウンタC1～C4から供給されるカウント値に基づいて、ビット時間幅Tの間にカウントされた被変調信号の波数を算出する波数算出部13を備えている。

【0095】

また、本実施形態の復調器10dにおいて、カウンタCi ($i=1\sim4$)は、タイミング信号Siによってカウント値をラッチするラッチ回路を内蔵し、しかも、カウント動作自体は、このタイミング信号Siによってリセットされることがなく、いわゆるフリーラン動作するように構成されている。つまり、各カウンタC1～C4は、図7に示すように、 $T/4$ ずつ異なったタイミングで操作し、いずれもビット時間幅Tを周期として、被変調信号の波数をカウントしたカウント値を出力するようにされている。

【0096】

そして、波数算出部13では、カウンタCiのオーバーフローがない場合 ($V_n \geq V_{n-1}$) には(5)式、カウンタCiのオーバーフローがある場合 ($V_n < V_{n-1}$) には(6)式を用いて、Ciの各カウント区間内にカウントされた波数 W_n を算出する。但し、カウンタCiから得られた今回のカウント値を V_n 、同じカウンタCiから得られた前回(ビット時間幅T前)のカウント値を V_{n-1} 、カウンタCiのビット幅をkとする。

【0097】

$$W_n = V_n - V_{n-1} \quad (5)$$

$$W_n = V_n - V_{n-1} + 2^k \quad (6)$$

ここで、図7に示すタイミング図を用いて、本実施形態の復調器10dの動作を具体的に説明する。但し、第1実施形態の場合と同様に、 $(F_0 + F_1) \cdot T$

= 1 2、 $(F 0 - F 1) \cdot T = 6$ であり、符号判定部 1 6 で使用される判定しきい値は、中心周波数 $F 0$ に対する波数 $F 0 \cdot T$ に等しい「9」に設定されているものとする。また、ここでは、理解を容易にするために、タイミング信号 $S 1$ が、ビット境界と正確に一致しているものとし、また、ノイズの発生はないものとして説明する。また、カウンタ $C 1 \sim C 4$ のビット幅 k は $k = 4$ ビットとする。

【0 0 9 8】

図 7 に示すように、各カウンタ $C 1 \sim C 4$ からは、ビット時間幅 T を有するカウント区間が終了する毎にカウント値が得られる。具体的に、カウンタ $C 1$ からは、カウント値として「1 2」「2」「1 4」「4」、カウンタ $C 2$ からはカウント値「1 1」「2」「1 1」、カウンタ $C 3$ からは、カウント値「9」「2」「1 1」、カウンタ $C 4$ からは、カウント値「8」「2」「1 0」が得られる。

【0 0 9 9】

従って、波数算出部 1 3 では、カウンタ $C 1$ のカウント値から、波数「1 2」及び「6」、カウンタ $C 2$ のカウント値から波数「1 1」及び「7」、カウンタ $C 4$ のカウント値から波数「8」及び「1 0」が交互に得られ、カウンタ $C 3$ のカウント値から波数「9」のみが得られることになる。

【0 1 0 0】

以下、このようにして、開始タイミングが異なるカウント区間毎に得られた波数に基づき、同期タイミング設定部 1 4 及び符号判定部 1 6 は、第 1 実施形態の場合と全く同様に動作する。

以上説明したように、本実施形態の復調器 1 0 d では、カウンタ $C 1 \sim C 4$ としてフリーランカウンタを使用し、そのカウント値からカウント区間毎の波数を求めている以外は、第 1 実施形態の場合と全く同様に動作するため、これと同様の効果を得ることができる。

【0 1 0 1】

なお、本実施形態では、第 1 実施形態の復調器 1 0 に対して、カウンタ $C 1 \sim C 4$ としてフリーランカウンタの使用と、波数算出部 1 3 の追加とを適用したが、これを第 2 及び第 3 実施形態の復調器に適用してもよい。

〔第 5 実施形態〕

次に第 5 実施形態について説明する。

【 0 1 0 2 】

図 8 (a) は、本実施形態の復調器 1 0 b の構成を示すブロック図である。

図示のように、本実施形態の復調器 1 0 b は、当該復調器 1 0 b への入力信号、即ち F S K 変調された被変調信号の波数をカウントするカウンタ C 及びカウンタの動作タイミングを制御するためのタイミング信号を生成するタイミング切替制御手段としてのタイミング生成回路 T M b からなるカウント部 1 2 b と、カウンタ C のカウント値に基づいて、復調されるべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングを特定し、そのタイミングにてカウンタ C を動作させるようにタイミング生成回路 T M b を設定するタイミング設定手段としての同期タイミング設定部 1 4 b と、カウンタ C でのカウント値を判定しきい値と比較して信号レベルを判定することにより、デジタル信号を生成する符号判定部 1 6 とを備えている。

【 0 1 0 3 】

このうち、タイミング生成回路 T M b は、タイミング信号により、カウンタ C の動作タイミングを、 T 又は $T/4$ 単位で制御できるように構成されている。以下では、カウンタ C のカウント動作がビット時間幅 T だけ継続する区間をカウント区間、 $1/4$ ビット時間幅 $T/4$ だけ継続する区間を調整区間とよぶ。

【 0 1 0 4 】

そして、タイミング生成回路 T M b は、同期判定モードと復調動作モードとは、異なったタイミングでカウンタ C を動作させる。即ち、同期判定モードでは、図 9 に示すように、予め設定された規定回数（図 9 では 2 回）だけカウント期間が繰り返される毎に、1 回だけ調整期間が挿入されるようにカウンタ C を動作させる。

【 0 1 0 5 】

これにより、ビット時間幅 T 内で $T/4$ ずつタイミングの異なるカウント区間のそれぞれについて規定回数分のカウント値を得ることができる。即ち、第 1 実施形態のカウンタ C 1 ~ C 4 から得られるものと同等のカウント値を、単一のカウンタ C により得ることができる。

【 0 1 0 6 】

そして、同期タイミング設定部 1 4 b では、カウンタ C からのカウント値を、タイミングの異なるカウント区間毎に分類して保持し、その保持したカウント値に基づいて、第 1 実施形態の同期タイミング設定部 1 4 と同様の方法で、ビット境界とほぼ一致するタイミングを特定し、そのタイミングをタイミング生成回路 T M b に通知する。

【 0 1 0 7 】

すると、タイミング生成回路 T M b は、復調動作モードに切り替わり、通知されたタイミングでカウンタ C がカウント動作を繰り返すようなタイミング信号を生成する。そして、符号判定部 1 6 では、復調動作モードで動作するカウンタ C からのカウント値に基づき、そのカウント値を判定しきい値と比較して信号レベルを判定することにより、デジタル信号を復調する。

【 0 1 0 8 】

以上説明したように、本実施形態の復調器 1 0 b では、同期判定に使用するカウント値の収集方法が第 1 実施形態のものとは異なるが、アナログ回路を用いることなく構成されているため、第 1 実施形態の復調器 1 0 と同様の効果を得ることができる。

【 0 1 0 9 】

特に、本実施形態の復調器 1 0 b では、単一のカウンタ C にて複数のタイミングのカウント値を得るようにされているため、第 1 実施形態の場合と比較して、カウント部 1 2 b の構成を大幅に削減でき、より一層の小型化を図ることができる。

【 0 1 1 0 】

なお、本実施形態では、同期判定に使用したカウンタ C にて、復調用のカウント値も得るようにされているが、図 8 (b) に示す復調器 1 0 c のように、カウント部 1 2 c は、上述の同期判定モードでの動作をさせるカウンタ C x と、上述の復調動作モードでの動作をさせるカウンタ C y とを別々に備えるように構成してもよい。この場合、復調動作と同期判定とを並行して行うことができ、通信が長時間の渡るような場合でも、同期した状態を保ち続けることができる。

[第 6 実施形態]

次に第 6 実施形態について説明する。

【0 1 1 1】

本実施形態では、第 5 実施形態の復調器 1 0 b に、構成を一部追加すると共に、カウント部 1 2 b を構成するカウンタ C の動作が一部異なるだけであるため、第 1 実施形態と同じ構成部分については同一符号を付して説明を省略し、第 5 実施形態とは相異なる部分を中心に説明する。

【0 1 1 2】

即ち、本実施形態の復調器 1 0 e では、図 1 0 (a) に示すように、カウント部 1 2 e と同期タイミング設定部 1 4 b 及び符号判定部 1 6 との間に、カウント部 1 2 e を構成するカウンタ C から供給されるカウント値に基づいて、被変調信号の波数を算出する波数算出部 1 3 e を備えている。

【0 1 1 3】

また、図 1 1 に示すように、本実施形態の復調器 1 0 e において、カウンタ C は、タイミング生成回路 T M e からのタイミング信号により、 $1/4$ ビット時間幅 $T/4$ 毎にカウント値をラッチし、しかもカウント動作自体は、タイミング信号によってリセットされることのないフリーランカウンタとして構成されている。

【0 1 1 4】

なお、 $T/4$ 毎に区切られた各区間を分割区間とよび、連続する 4 つの分割区間のそれぞれが、ビット時間幅 T を有する一つのカウント区間を形成する。つまり、分割区間を一つずつずらして組み合わせれば、ビット時間幅 T 内で開始タイミングの異なる 4 種類のカウント区間が得られる。

【0 1 1 5】

なお、波数算出部 1 3 では、少なくともビット時間幅 T 分（過去 4 個分）の分割区間のカウント値 $V_{n-4} \sim V_{n-1}$ を常時記憶するようにされている。そして、波数算出部 1 3 では、新たにカウンタ C から出力されたカウント値 V_n と、ビット時間幅 T 分だけ前（4 つ前）の分割区間のカウント値 V_{n-4} とに基づき、4 つの分割区間で特定されるカウント区間内での被変調信号の波数 W_n を算出する。

【 0 1 1 6 】

但し、カウンタCのオーバーフローがない場合 ($V_n \geq V_{n-4}$) には、(7)式、カウンタCのオーバーフローがある場合 ($V_n < V_{n-4}$) には、(8)式を用い、また、カウンタC_iのビット幅をkとする。

$$W_n = V_n - V_{n-4} \quad (7)$$

$$W_n = V_n - V_{n-4} + 2^k \quad (8)$$

これにより、波数算出部13からは、図11に示すように、ビット時間幅T内での開始タイミングが異なる4種類のカウント区間のそれぞれについて、被変調信号の波数が算出されるため、以下、この得られた波数に基づき、同期タイミング設定部14b及び符号判定部16は、第5実施形態の場合と同様に動作する。

【 0 1 1 7 】

以上説明したように、本実施形態の復調器10eでは、カウンタCとしてフリーランカウンタを使用し、そのカウント値からカウント区間毎の波数を求めている以外は、第5実施形態の場合と全く同様に動作するため、これと同様の効果を得ることができる。

【 0 1 1 8 】

しかも、分割区間毎にカウンタCをリセットせず、フリーランカウンタを用いて各分割区間でのカウント値を得ているため、この分割区間毎のカウント値に基づいて算出されるカウント区間の波数に、個々の分割区間に含まれる誤差が蓄積されることがなく、精度よく復調を行うことができる。

【 0 1 1 9 】

なお、本実施形態では、図8(a)に示す復調器10bを構成するカウンタCに、フリーランカウンタを適用したが、図10(b)に示す復調器10fのように、図8(b)に示した復調器10cを構成するカウンタC_x、C_yに、フリーランカウンタを適用してもよい。この場合、各カウンタC_x、C_y毎に、波数算出部13e、13fを設けるようにすればよい。

〔第7実施形態〕

次に第7実施形態について説明する。

【 0 1 2 0 】

本実施形態では、波数算出部 1 3 の動作が第 6 実施形態とは異なるだけであるため、この相異なる部分を中心に説明する。

即ち、本実施形態において、波数算出部 1 3 は、図 1 2 に示すように、まず、カウンタ C から分割区間でのカウント値 V_n が供給される毎に、そのカウント値 V_n と、直前の分割区間でのカウント値 V_{n-1} とに基づき、その分割区間内での波数 X_n を算出する（（9）（10）式参照。）。そして、過去、ビット時間幅 T 分（本実施形態では過去 4 個）の分割区間でのカウント値 $V_n \sim V_{n-3}$ を加算することで、これらの分割区間に対応するカウント区間での波数 W_n を算出する（（10）式参照。）。

【0 1 2 1】

$$X_n = V_n - V_{n-1} \quad (V_n \geq V_{n-1} \text{ の場合}) \quad (9)$$

$$X_n = V_n - V_{n-1} + 2^k \quad (V_n < V_{n-1} \text{ の場合}) \quad (10)$$

$$W_n = X_n + X_{n-1} + X_{n-2} + X_{n-3} \quad (11)$$

これにより、波数算出部 1 3 からは、図 1 2 に示すように、ビット時間幅 T 内での開始タイミングが異なる 4 種類のカウント区間のそれぞれについて、被変調信号の波数が算出されるため、以下、この得られた波数に基づき、同期タイミング設定部 1 4 b 及び符号判定部 1 6 は、第 6 実施形態の場合と全く同様に動作する。

【0 1 2 2】

以上説明したように、本実施形態では、カウント区間毎の波数 W_n を、分割区間毎のカウント値 V_n の減算ではなく、このカウント値 V_n から分割区間毎に求めた波数 X_n の加算により求めている以外は、第 6 実施形態の場合と全く同様に動作するため、これと同様の効果を得ることができる。

【0 1 2 3】

以上、本発明のいくつかの実施形態について説明したが、本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、様々な態様にて実施することが可能である。

例えば、上記実施形態では、本発明を、2 値信号からなるデジタル信号を用いて F S K 変調された被変調信号を復調する復調器に適用したが、多値 F S K 変調された被変調信号を復調する復調器に適用してもよい。

【 0 1 2 4 】

また、2 値信号からなるデジタル信号により、振幅が 0 % と 1 0 0 % に変調される振幅変調の一種である O O K (On-Off Keying) 変調は、ある周波数と直流との F S K 変調とも見なせるため、これについても適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 第 1 実施形態の復調器、及びその復調器を用いて構成した F S K 受信器の構成を示すブロック図である。

【図 2】 第 1 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図 3】 同期判定に使用するデータをシミュレーションにより求めた結果を示すグラフ、及びシミュレーションの条件を示す説明図である。

【図 4】 第 2 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図 5】 第 3 実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図 6】 第 4 実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図 7】 第 4 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図 8】 第 5 実施形態及び他の実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図 9】 第 5 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図 1 0】 第 6 実施形態及び他の実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図 1 1】 第 6 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図 1 2】 第 7 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

【図 1 3】 カウント値の分布を示す説明図である。

【図 1 4】 カウント区間のタイミングとカウント値との関係を示す説明図で

ある。

【図 1 5】 一般的な F S K 受信機の構成を示すブロック図である。

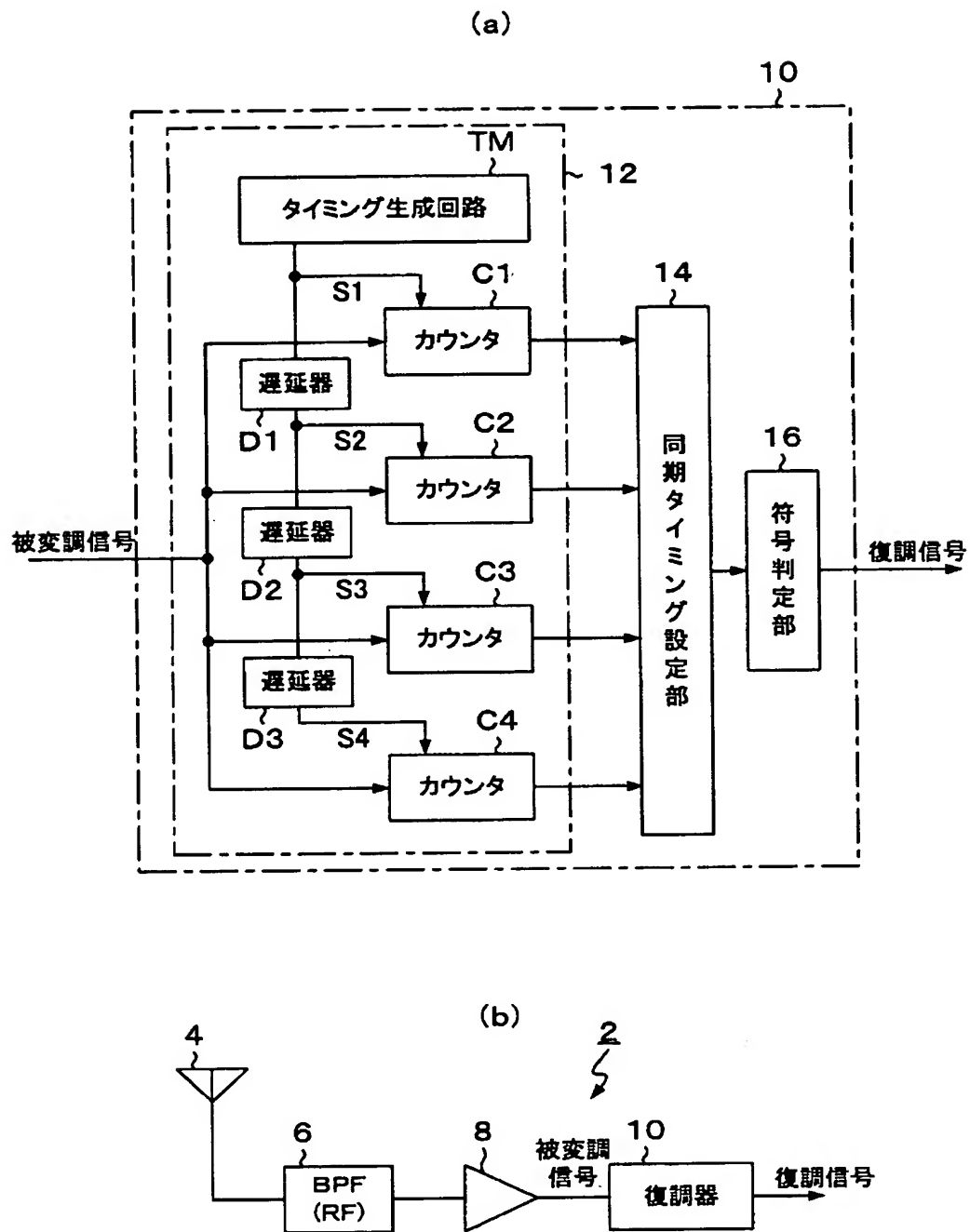
【図 1 6】 従来装置の構成、及びその動作を示す説明図である。

【符号の説明】

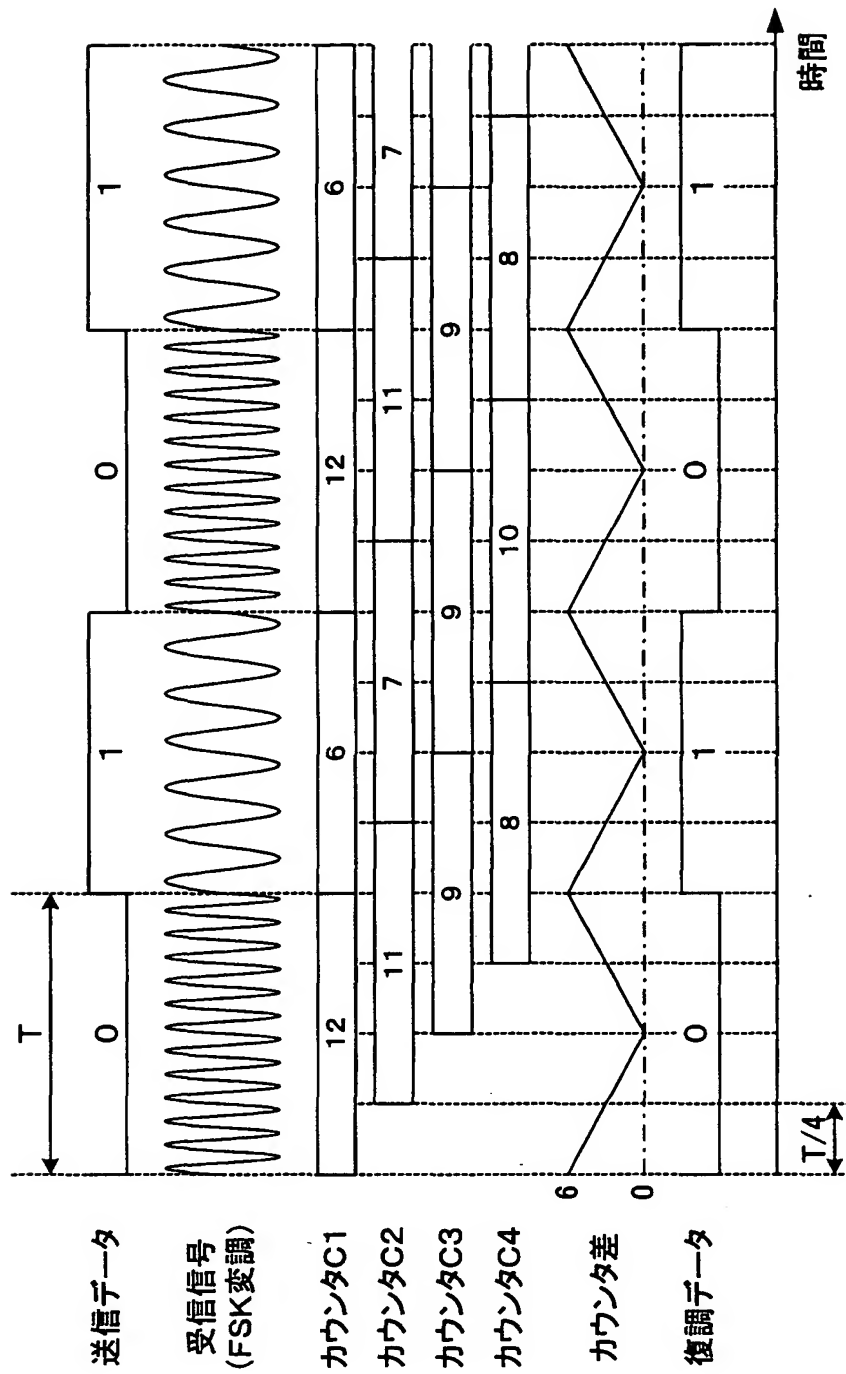
2 … F S K 受信機、4 … アンテナ、8 … R F 増幅器、1 0, 1 0 a ~ 1 0 f … 復調器、1 2, 1 2 b ~ 1 2 f … カウント部、1 3, 1 3 e, 1 3 f … 波数算出部、1 4, 1 4 b … 同期タイミング設定部、1 6 … 符号判定部、1 8 … しきい値設定部、2 0 … 電波環境推定部、C, C 1 ~ C 4, C x, C y … カウンタ、D 1 ~ D 3 … 遅延器、T M, T M b, T M e … タイミング生成回路。

【書類名】 図面

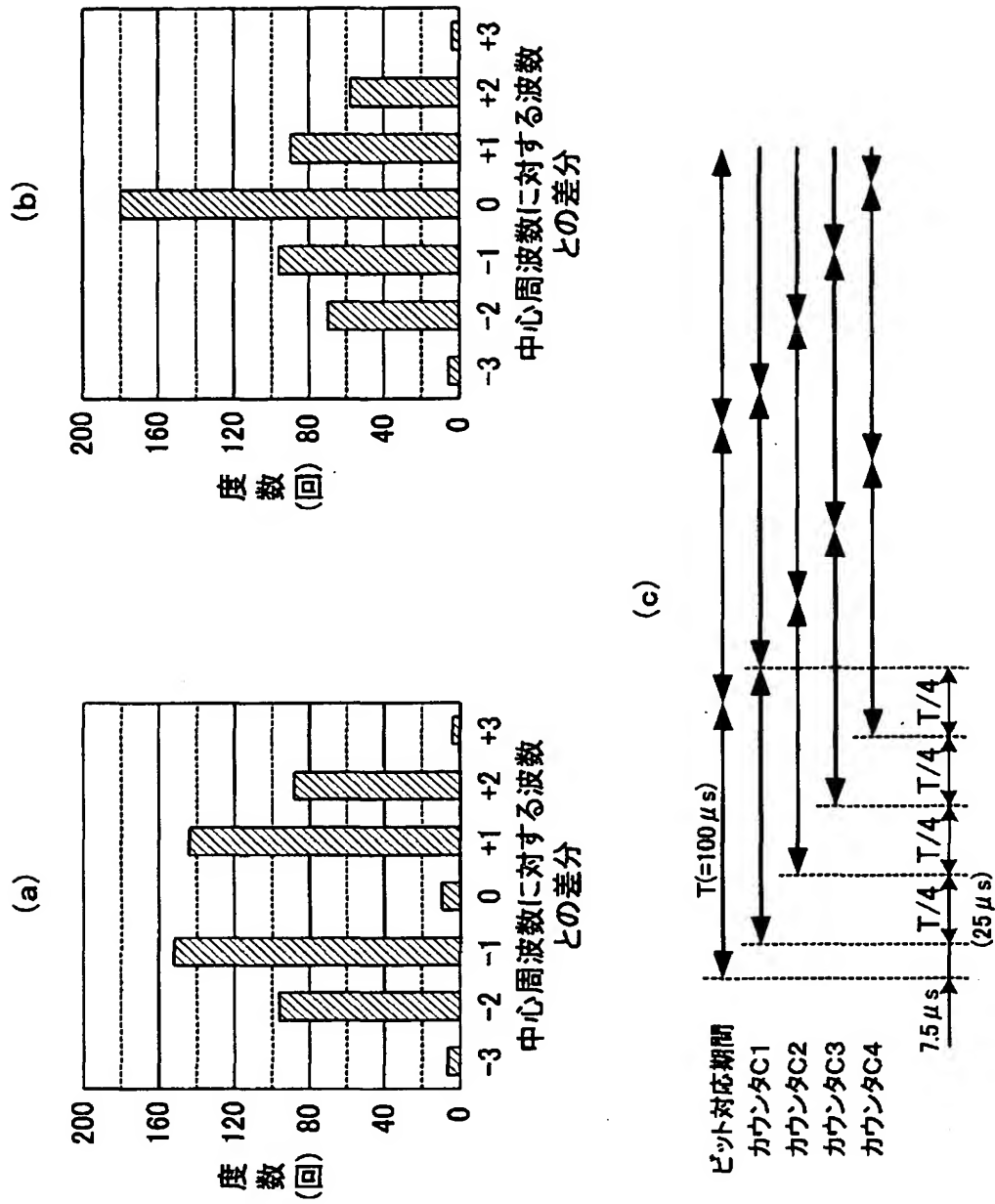
【図 1】



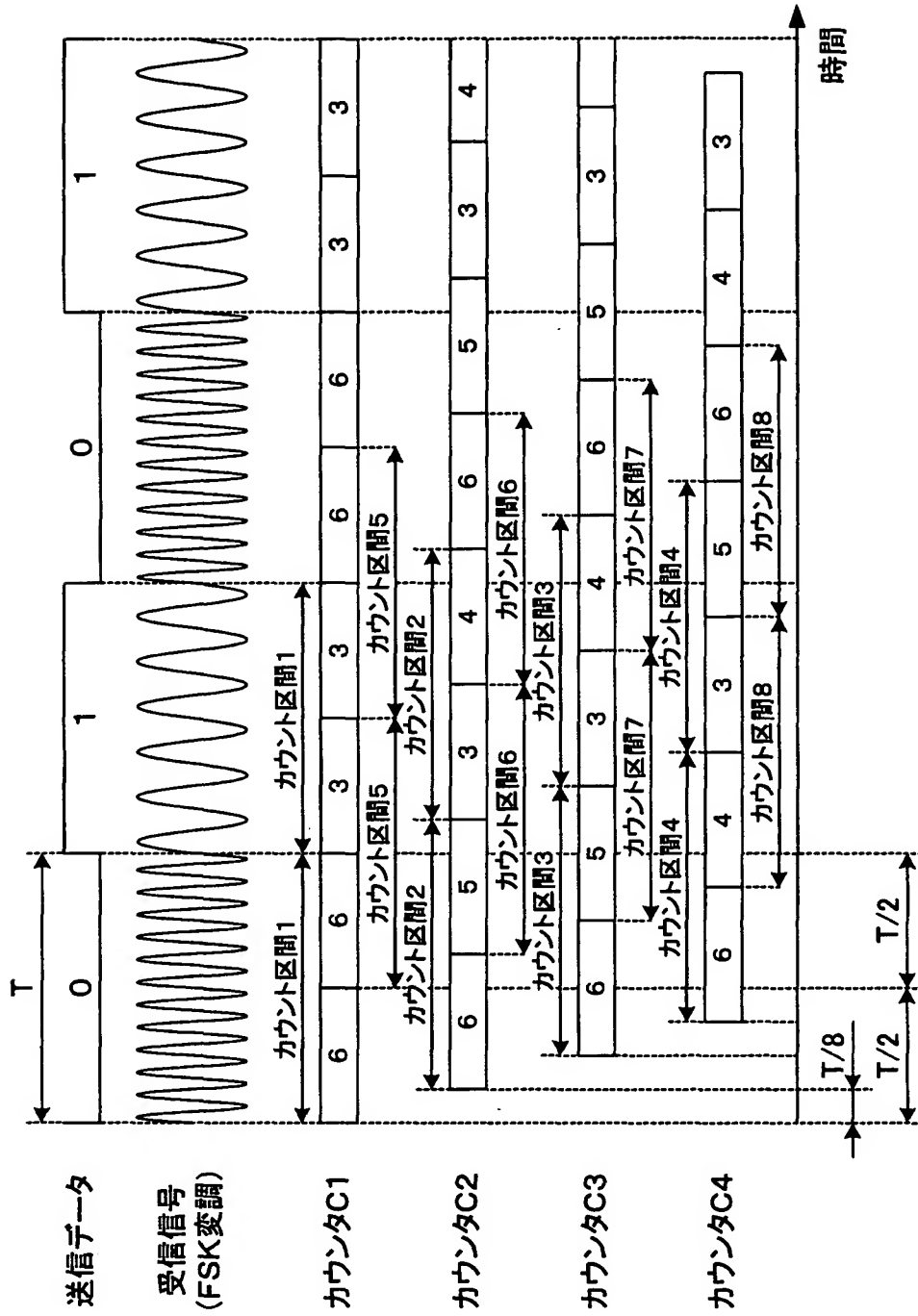
【図 2】



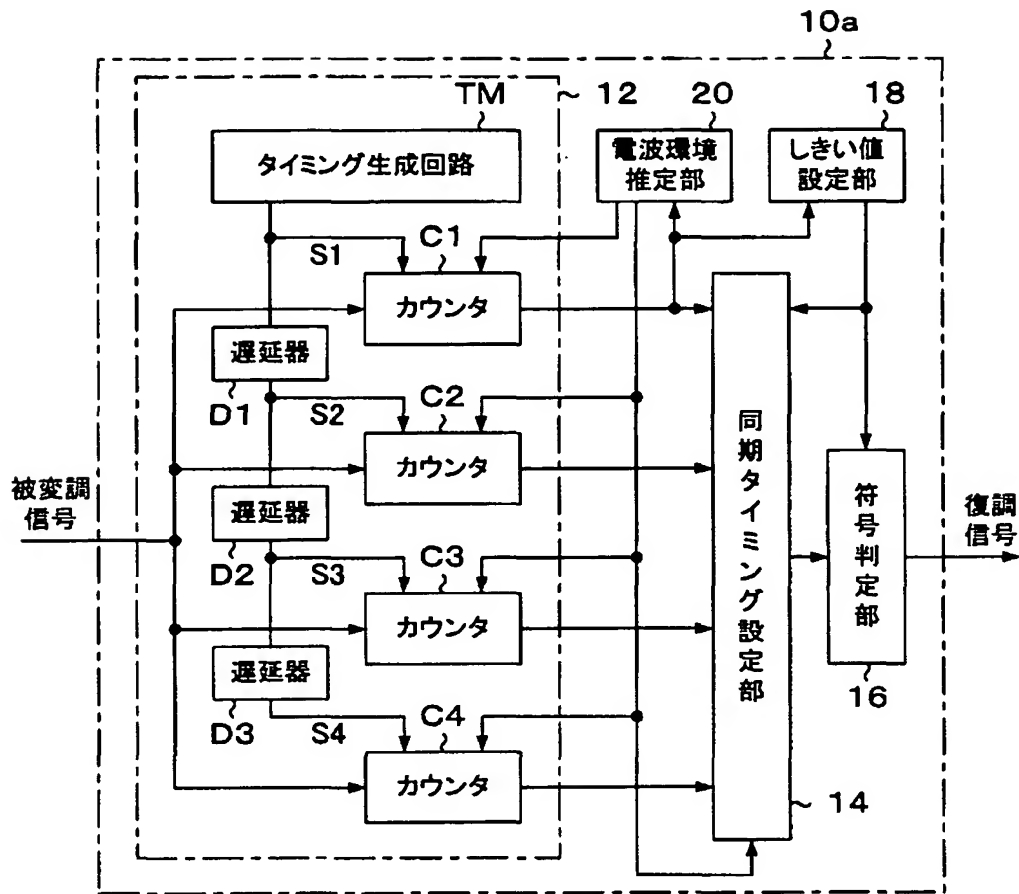
【図 3】



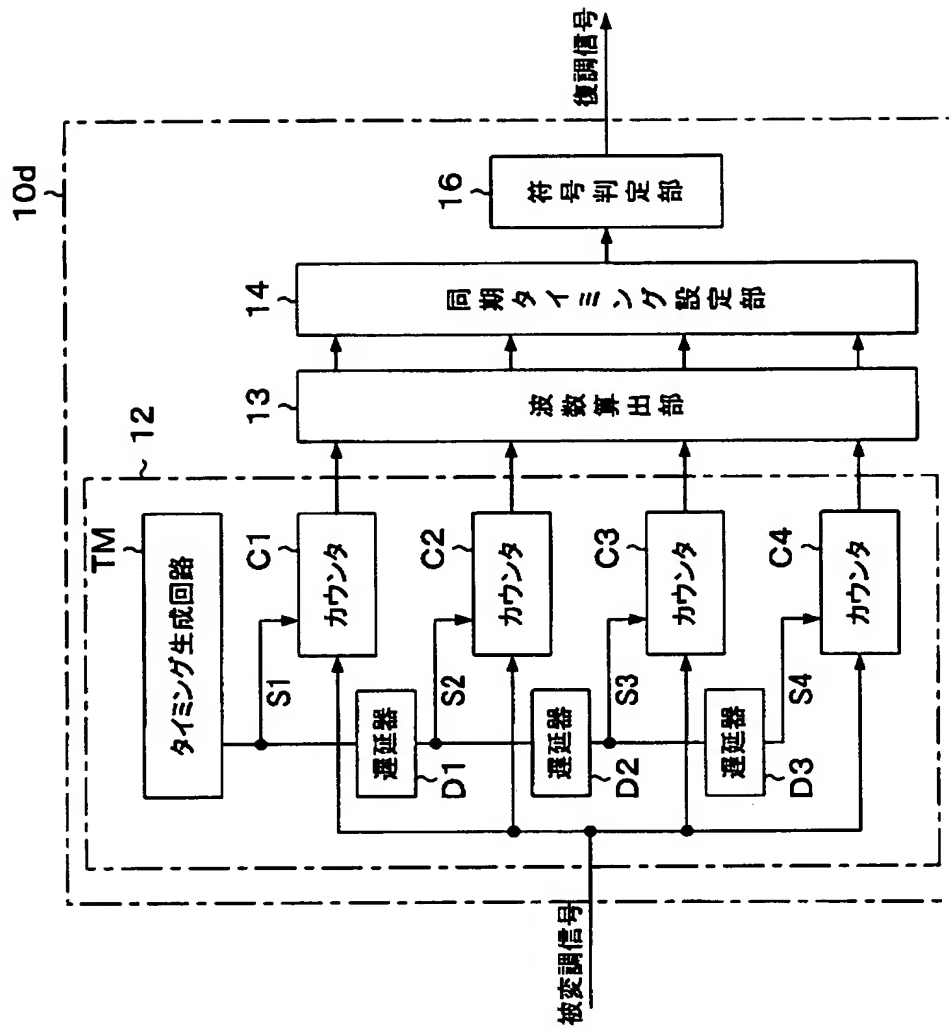
【図 4】



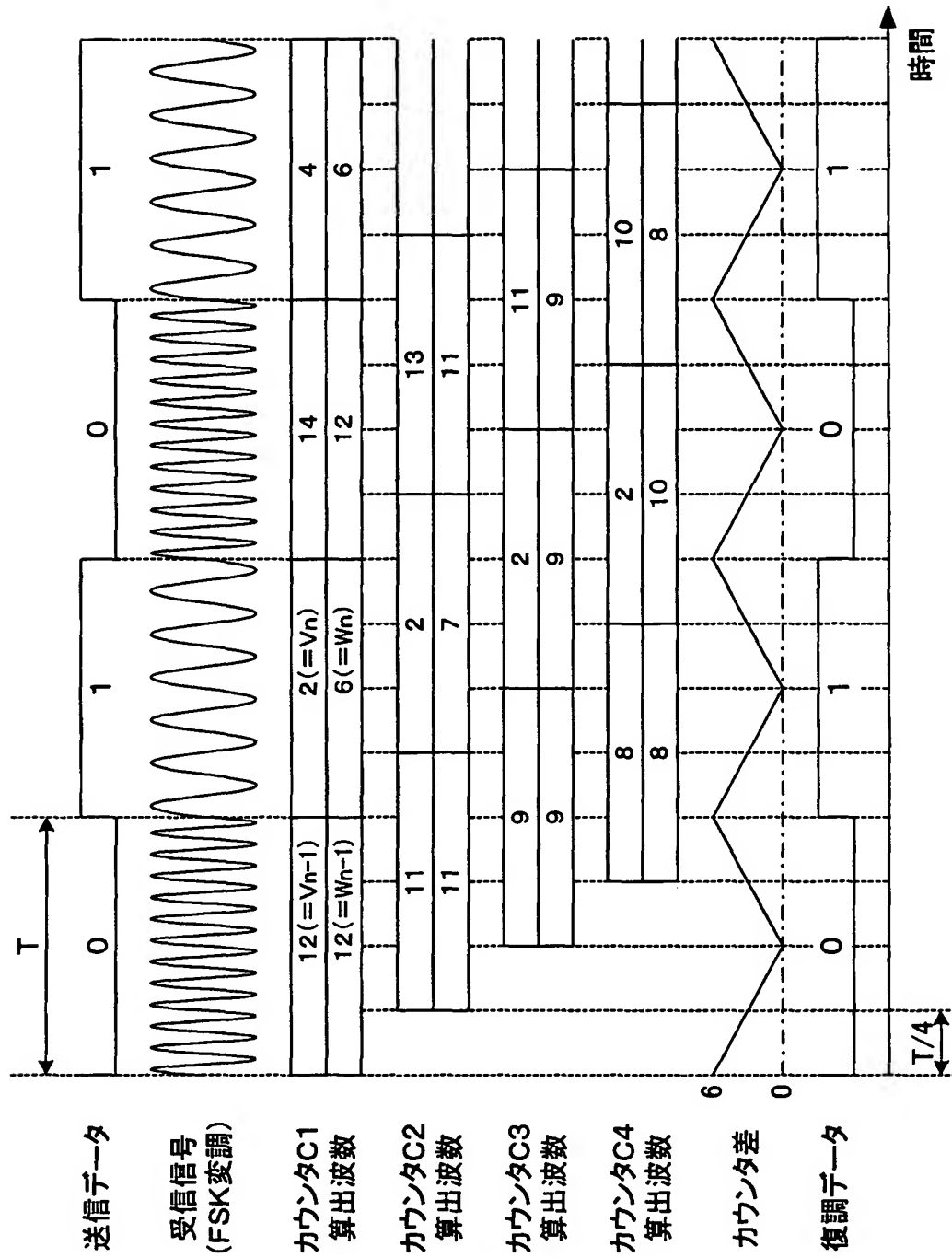
【図 5】



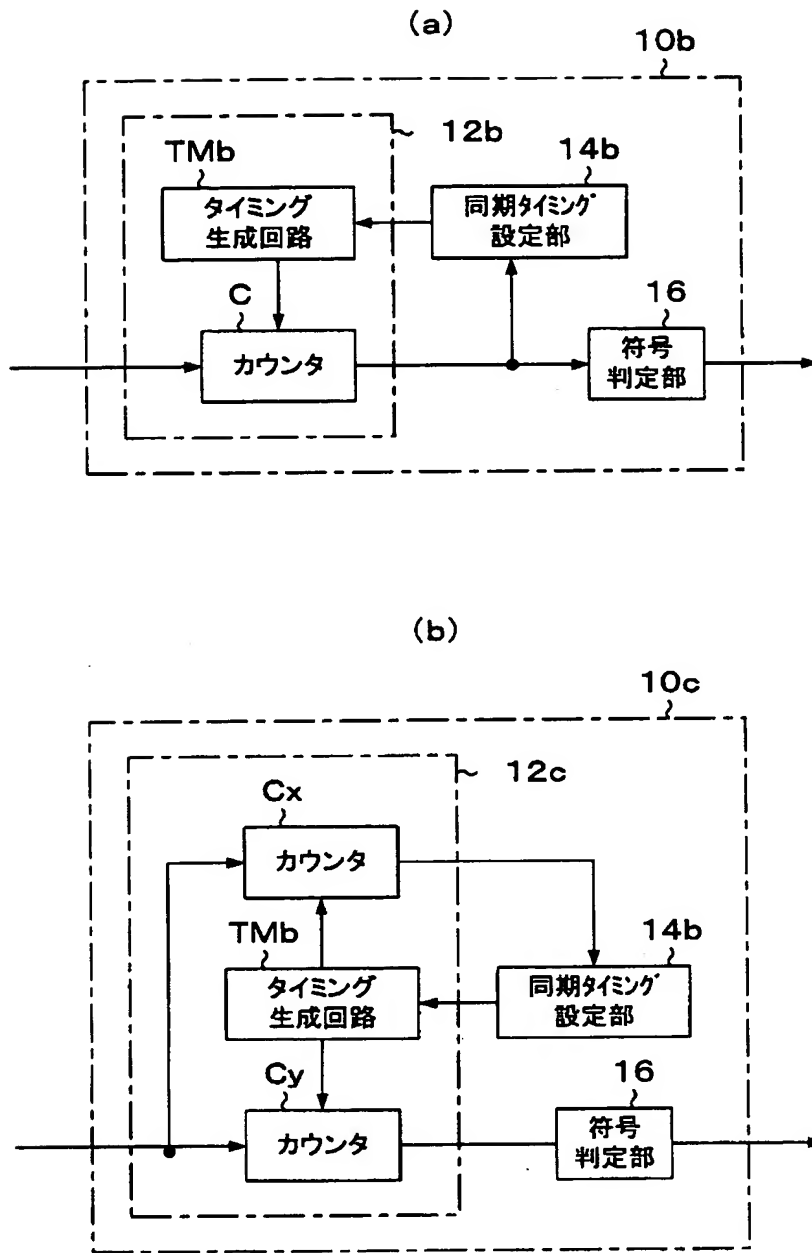
【図 6】



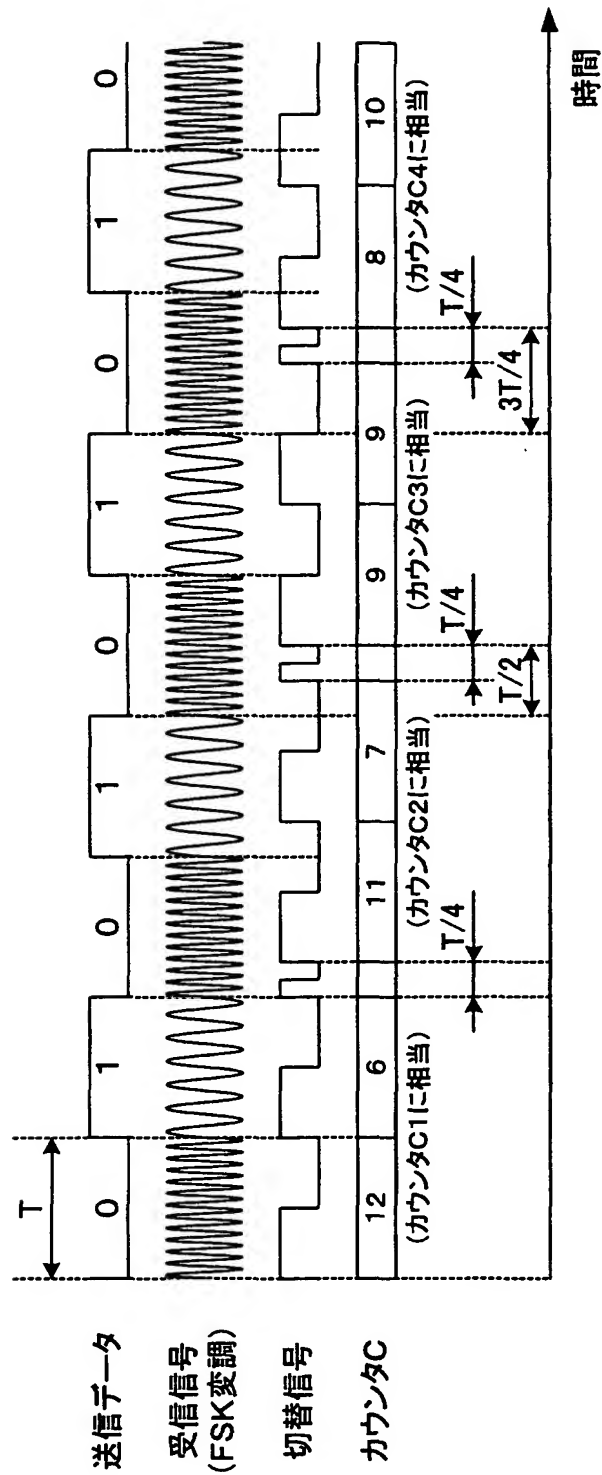
【図 7】



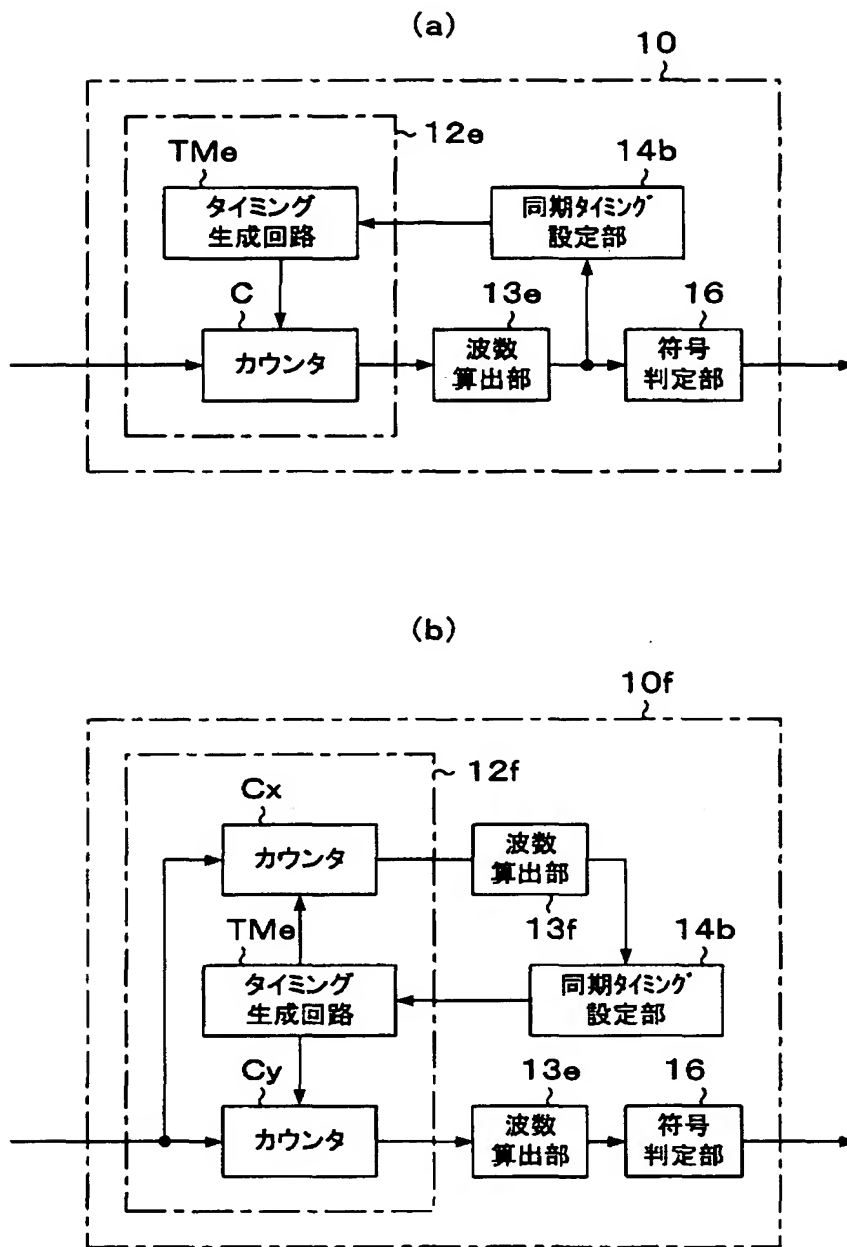
【図 8】



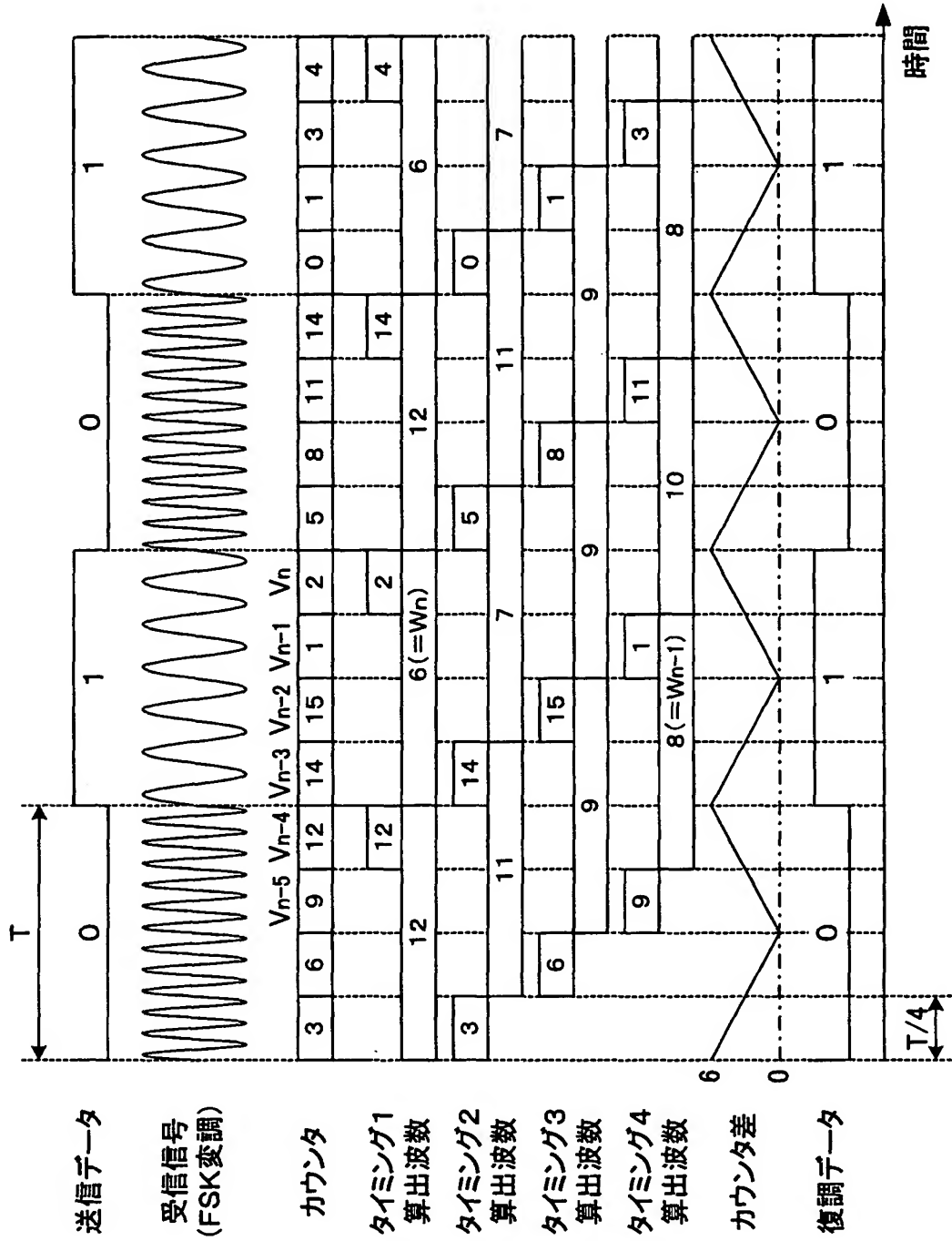
【図 9】



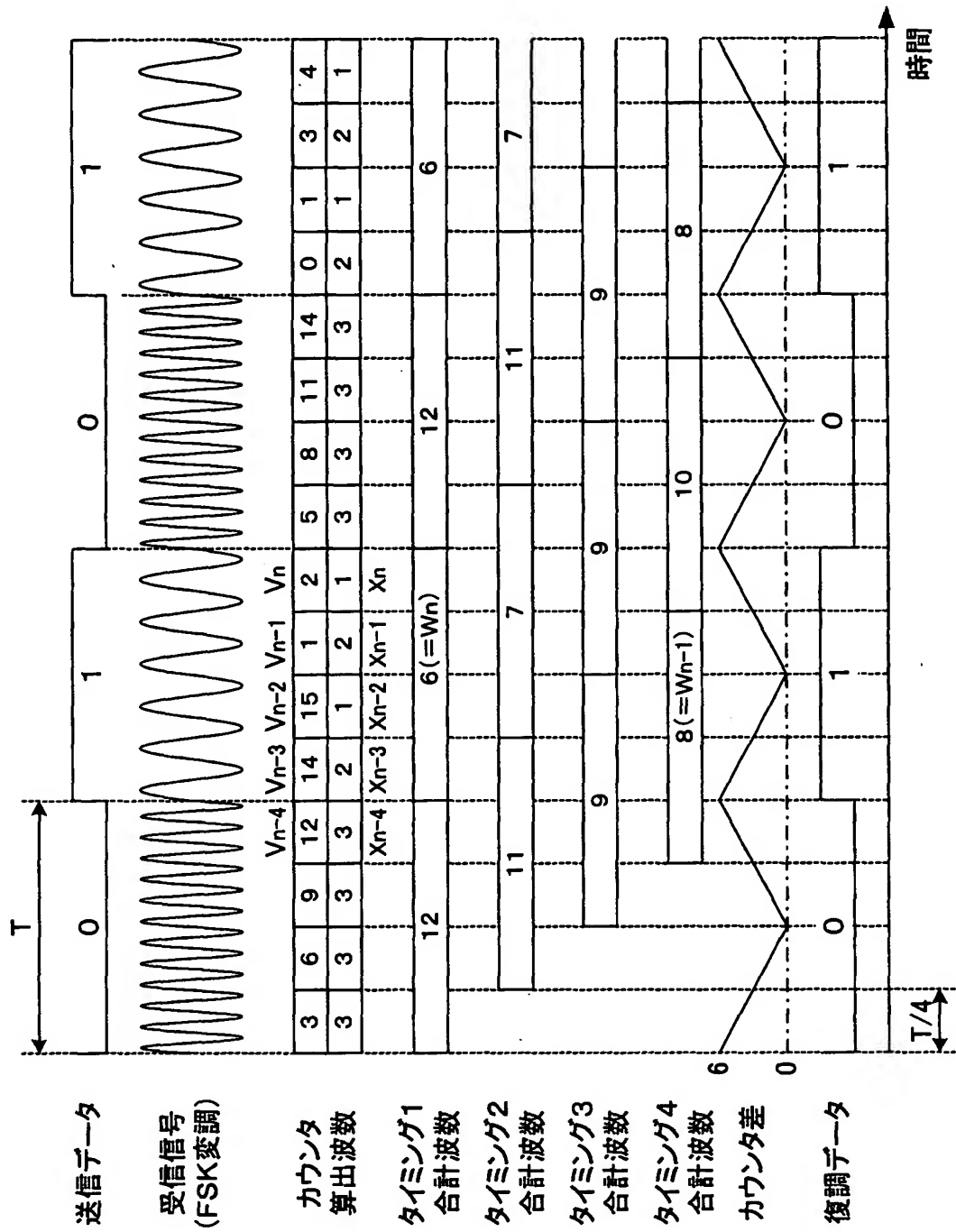
【図10】



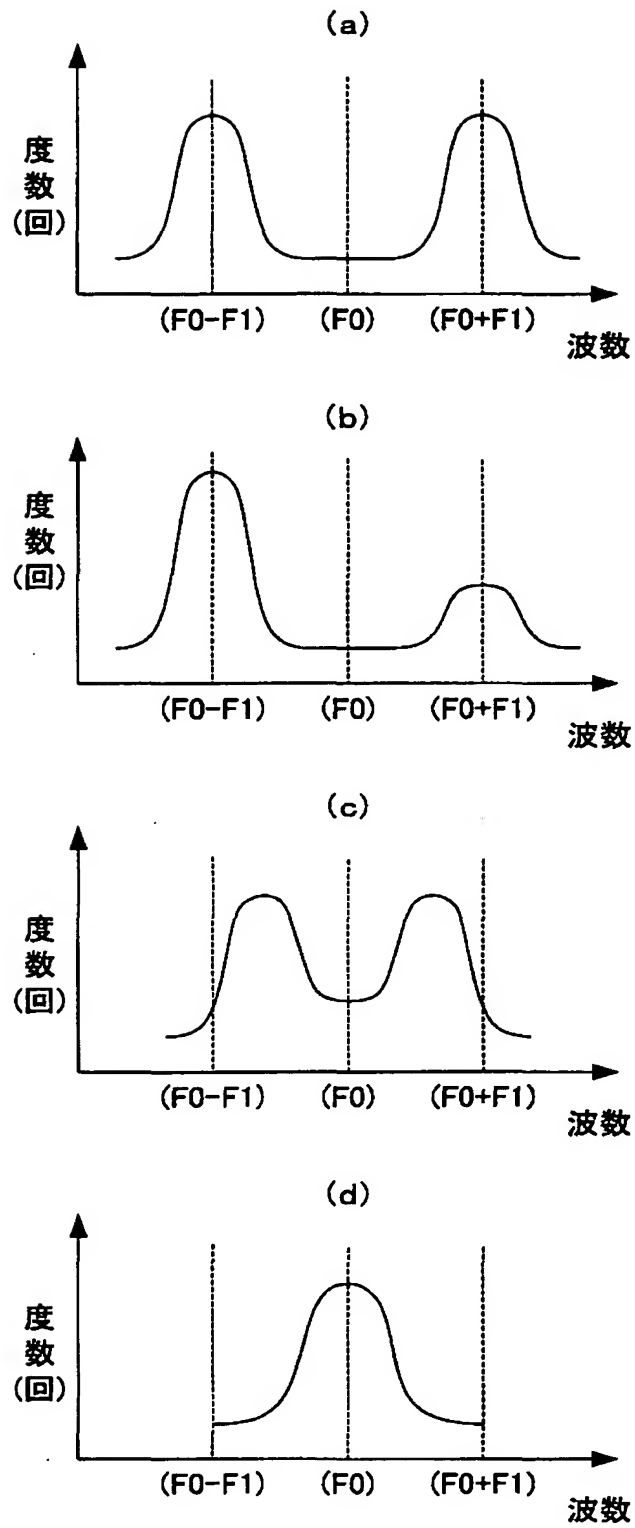
【図 11】



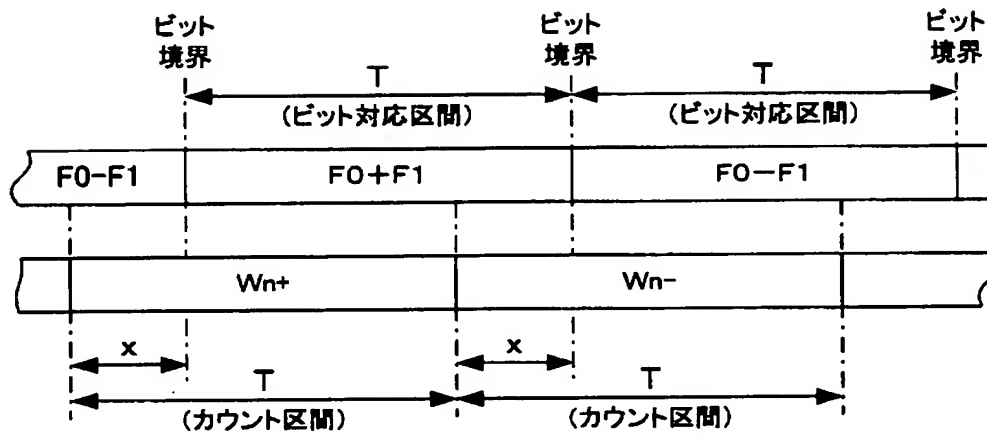
【図 12】



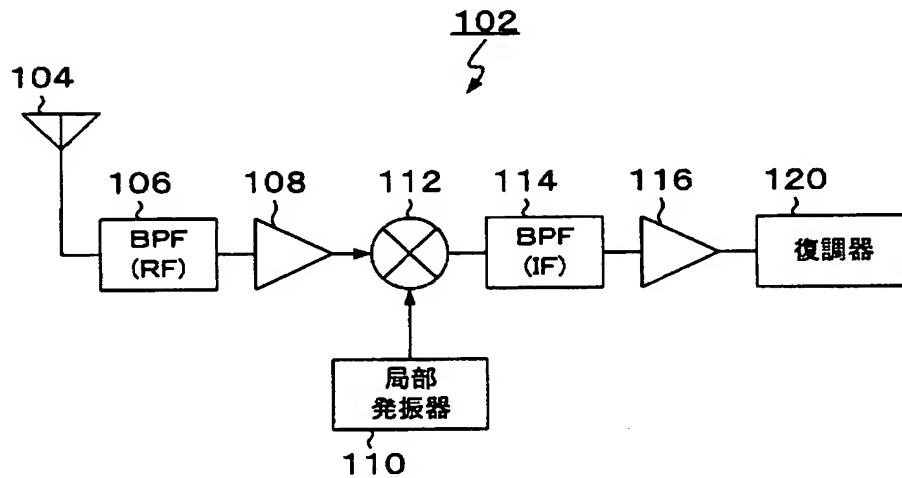
【図 1 3】



【図 14】

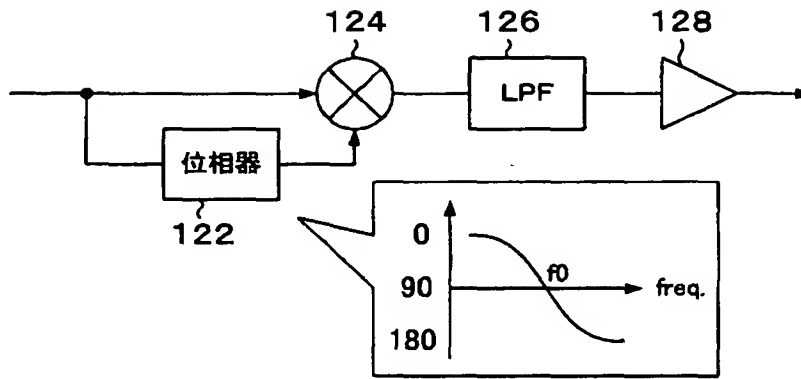


【図 15】

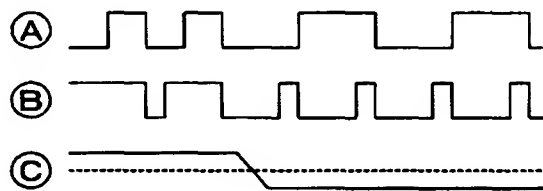
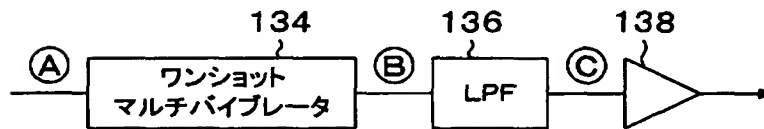


【図 1 6】

(a)



(b)



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 アナログ回路を必要とせず、F S K受信機の構成を簡略化可能な復調方法及び復調器を提供する。

【解決手段】 カウント部12を構成する四つのカウンタC1～C4が、 $1/4$ ビット時間幅 $T/4$ ずつ異なるタイミングで、それぞれビット時間幅 T 毎に被変調信号の波数をカウントする。そのカウント値に基づいて、判定しきい値（図では「9」）より大きなカウント値についての平均値 $AV0$ と、判定しきい値より小さなカウント値についての平均値 $AV1$ とを求め、その差を判定値 $DAV (= AV0 - AV1)$ とし、この判定値 DAV が最大となるカウンタ Ci を、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングで動作しているものとして特定する。その特定されたカウンタ Ci からのカウント値を、判定しきい値と大小比較して信号レベルを判定し、デジタル信号を復元する。

【選択図】 図2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004260]

1. 変更年月日	1996年10月 8日
[変更理由]	名称変更
住 所	愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
氏 名	株式会社デンソー